

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

PLANÁRNÍ FRAKTÁLNÍ FILTR NA SUBSTRÁTU S PORUŠENOU ZEMÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

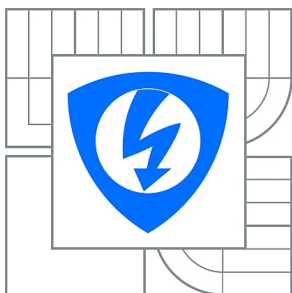
Bc. MARTIN KUFA

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

PLANÁRNÍ FRAKTÁLNÍ FILTR NA SUBSTRÁTU S PORUŠENOU ZEMÍ

PLANAR FRACTAL FILTER ON DEFECTED GROUND SUBSTRATE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. MARTIN KUFA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Dr. Ing. ZBYNĚK RAIDA

BRNO 2012



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Martin Kufa

ID: 106583

Ročník: 2

Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Planární fraktální filtr na substrátu s porušenou zemí

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principy, na nichž jsou založeny fraktální planární filtry. Seznamte se s fungováním mikrovlnných substrátů s porušenou zemí (DGS). Prostudujte v literatuře filtry, které fraktální a DGS principy kombinují. Funkčnost vybraných filtrů ověřte počítačovou simulací.

K vybraným fraktálním DGS filtrům vytvořte konvenční ekvivalenty a na základě počítačových simulací detailně porovnejte vlastnosti jednotlivých filtrů.

Vybrané filtry přepočítejte na zadaný substrát, vyrobte je a experimentálně ověřte jejich vlastnosti. Porovnejte parametry modelovaných a změřených filtrů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KARIM, M. F., YU, A. B., ALPHONES, A., LIU, A. Q. Fractal CPW EBG filter with nonlinear distribution. In Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference, 2005.

[2] CHEN, W. L., WANG, G. M., QI, Y. N., Size-reduced fractal-shaped dual planar PBG microstrip low-pass filter. In Proceedings of the International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, 2006.

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 18.5.2012

Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Martin Kufa
Bytem: Alejská 296/III, Chlumec nad Cidlinou, 503 51
Narozen/a (datum a místo): 4. března 1988 v Chlumci nad Cidlinou

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Technická 3058/10, Brno, 616 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
 - ☒ diplomová práce
 - ☐ bakalářská práce
 - ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Planární fraktální filtr na substrátu s porušenou zemí

Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 14. května 2012

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá problematikou planárních filtrů kombinujících fraktální motivy a porušenou zemní plochu. Práci lze rozdělit na tři hlavní části. První část se zaměřuje na obecné poznatky z oblasti fraktálních motivů, jako jsou např. tvorba Minkowského ostrova a Kochovy smyčky. Dále je popsán princip činnosti struktur s porušenou zemní plochou a stručně jsou představeny filtry kombinující fraktální motivy a porušenou zemní plochu. Vlastnosti zkoumaných struktur jsou následně ověřeny pomocí programů CST Microwave Studio a Ansoft HFSS. V druhé části práce jsou porovnávány odlišně porušené zemní plochy pod 50 Ω přenosovým vedením a jsou vytvořeny konvenční ekvivalenty k ověřovaným filtrům. Filtry jsou simulovány a porovnány. Poslední část obsahuje přepočty ověřovaných filtrů na substrát Arlon 25N, simulaci, výrobu, měření a konfrontaci s konvenčním filtrem na substrátu s porušenou zemní plochou.

Klíčová slova

Planární filtr; fraktál; Minkowského ostrov; Kochova smyčka; narušená zemní plocha.

Abstract

The diploma thesis is focused on the design of planar filters combining fractal layouts and defected ground substrates. The diploma thesis can be divided into three main parts. First, basic knowledge about fractals is presented (creation of Minkowski Island and Koch loop, e.g.). Then, the principle of defected ground structure is described, and a combination of fractal motives with a defected ground structure is briefly introduced. Properties of investigated structures are verified by CST Microwave Studio and Ansoft HFSS. Second, different defected ground structures under the 50 Ω transmission line are designed, and conventional equivalent filters are created. Filters are simulated and compared. In final, the investigated filters are recalculated for the substrate Arlon 25N, simulated, manufactured, measured and confronted with a conventional filter on the defected ground substrate.

Keywords

Planar filter; fractal; Minkowski Island; Koch loop; defected ground structure.

KUFA, M. *Planární fraktální filtr na substrátu s porušenou zemí*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 68 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Planární fraktální filtr na substrátu s porušenou zemí jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 14. května 2012

Martin Kufa

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále bych rád touto cestou poděkoval celé rodině a přítelkyni za umožnění studia a mou podporu v něm.

V Brně dne 14. května 2012

Martin Kufa

Výzkum realizovaný v rámci této diplomové práce byl finančně podpořen projektem CZ.1.07/2.3.00/20.0007 **Wireless Communication Teams** operačního programu **Vzdělávání pro konkurenceschopnost**.



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Finanční podpora byla poskytnuta Evropským sociálním fondem
a státním rozpočtem České republiky.

Obsah

ÚVOD.....	13
1. PLANÁRNÍ FRAKTÁLNÍ FILTRY NA SUBSTRÁTU S PORUŠENOU ZEMÍ.....	14
1.1 PLANÁRNÍ FILTR	14
1.2 FRAKTÁL	14
1.2.1 Minkowského ostrov	14
1.2.2 Kochova smyčka	15
1.3 SUBSTRÁT S PORUŠENOU ZEMNÍ PLOCHOU (DGS)	16
1.4 MIKROPÁSKOVÁ FRAKTÁLNÍ DOLNÍ PROPUST NA DGS.....	16
1.5 KOPLANÁRNÍ FRAKTÁLNÍ DOLNÍ PROPUST NA DGS	18
2. OVĚŘENÍ FUNKČNOSTI FILTRŮ SIMULACÍ.....	20
2.1 OVĚŘENÍ MIKROPÁSKOVÉ FRAKTÁLNÍ DP NA DGS V PROGRAMU CST ...	20
2.2 OVĚŘENÍ KOPLANÁRNÍHO FRAKTÁLNÍHO FILTRU NA DGS V PROGRAMU CST	22
2.3 OVĚŘENÍ MIKROPÁSKOVÉ FRAKTÁLNÍ DP NA DGS V PROGRAMU HFSS.	24
2.4 OVĚŘENÍ KOPLANÁRNÍHO FRAKTÁLNÍHO FILTRU NA DGS V PROGRAMU HFSS	25
SHRNUTÍ DRUHÉ KAPITOLY.....	28
3. MIKROPÁSKOVÁ VEDENÍ S NARUŠENOU ZEMNÍ PLOCHOU.	32
3.1 DGS ČTVERCOVÉHO TVARU	32
3.2 DGS TVARU PÍSMENE „I“	34
4. NÁVRH KONVENČNÍCH FILTRŮ.....	38
4.1 KONVENČNÍ FILTR NA KMITOČTU MIKROPÁSKOVÉHO FRAKTÁLNÍHO FILTRU NA DGS.....	38
4.2 KONVENČNÍ FILTR NA KMITOČTU KOPLANÁRNÍHO FRAKTÁLNÍHO FILTRU NA DGS	39
4.3 KOMBINACE KONVENČNÍHO FILTRU S DGS	39
SHRNUTÍ TŘETÍ A ČTVRTÉ KAPITOLY	45
5. PŘEPOČET FILTRŮ Z KAPITOLY 2 NA SUBSTRÁT ARLON 25N	46
5.1 PŘEPOČET MIKROPÁSKOVÉ FRAKTÁLNÍ DP NA DGS NA ARLON 25N	46
5.2 SROVNÁNÍ MIKROPÁSKOVÉ FRAKTÁLNÍ DP NA DGS S FILTREM S PARALELNÍMI PAHÝLY A DGS	49
5.3 PŘEPOČET KOPLANÁRNÍHO FRAKTÁLNÍHO FILTRU NA DGS NA ARLON 25N	54
5.4 SROVNÁNÍ KOPLANÁRNÍHO FRAKTÁLNÍHO FILTRU NA DGS S FILTREM S PARALELNÍMI PAHÝLY A DGS	59
ZÁVĚR.....	64
LITERATURA	66
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK	68

Seznam obrázků

Obr. 1 Generování první a druhé iterace Minkowského ostrova podle [3] a [4]	15
Obr. 2 Generování první a druhé iterace Minkowského ostrova podle [1].....	15
Obr. 3 Generování první a druhé iterace Kochovy smyčky podle [6]	15
Obr. 4 Ekvivalentní paralelní obvod podle [12] a [14] (vlevo) a podle [15] (vpravo).....	16
Obr. 5 Nákres mikropáskového fraktálního filtru na DGS [2]	16
Obr. 6 Naměřené a simulované průběhy S-parametrů mikropáskového fraktálního filtru na DGS převzaté z [2].....	18
Obr. 7 Nákres koplanárního fraktálního filtru na DGS [4]	18
Obr. 8 Naměřené a simulované průběhy S-parametrů koplanárního fraktálního filtru na DGS převzaté z [4]	19
Obr. 9 Charakteristiky S_{11} a S_{21} mikropáskového fraktálního filtru na DGS přepočítané podle Čebyševovy řady (CST)	21
Obr. 10 Charakteristiky S_{11} a S_{21} původního mikropáskového fraktálního filtru na DGS ověřené vlastním výpočtem (CST)	21
Obr. 11 Charakteristika S_{11} a S_{21} koplanárního fraktálního filtru na DGS při 50 Ω (CST)	23
Obr. 12 Charakteristika S_{11} a S_{21} koplanárního fraktálního filtru na DGS (CST).....	24
Obr. 13 Charakteristiky S_{11} a S_{21} mikropáskového fraktálního filtru přepočítaného podle Čebyševovy řady (HFSS)	25
Obr. 14 Charakteristika S_{11} a S_{21} původní mikropáskové fraktální DP na DGS (HFSS)	25
Obr. 15 Charakteristika S_{11} a S_{21} koplanárního fraktálního filtru na DGS při 50 Ω (HFSS)	26
Obr. 16 Charakteristika S_{11} a S_{21} původního koplanárního fraktálního filtru na DGS (HFSS)	27
Obr. 17 Porovnání charakteristik dolní propusti: a) průběhy převzaté z [2], b) výsledky z CST, c) výsledky z HFSS.....	29
Obr. 18 Porovnání charakteristik koplanárního fraktálního filtru: a) průběhy převzaté z [4], b) výsledky z CST, c) výsledky z HFSS.....	31
Obr. 19 DGS tvaru čtverce s fraktály směrem dovnitř	32
Obr. 20 DGS tvaru čtverce s fraktály směrem ven	32
Obr. 21 Průběhy S_{11} a S_{21} čtvercových DGS	33
Obr. 22 Postupně se zmenšující čtvercové DGS s fraktály směrem ven	33
Obr. 23 Průběhy S_{11} a S_{21} zmenšujících se čtvercových DGS.....	34
Obr. 24 DGS tvaru písmene „I“	34
Obr. 25 Průběhy S_{11} a S_{21} DGS tvaru „I“	35
Obr. 26 Postupně se zmenšující DGS tvaru písmene „I“ s fraktály směrem ven.....	35
Obr. 27 Průběhy S_{11} a S_{21} zmenšujícího se DGS tvaru „I“	36
Obr. 28 Průběhy S_{11} a S_{21} nejlepších průběhů DGS	37
Obr. 29 Konvenční filtr sedmého řádu (vlevo) a jedenáctého řádu (vpravo)	38
Obr. 30 Porovnání průběhů konvenčního filtru a mikropáskové fraktální DP na DGS	38
Obr. 31 Konvenční filtr jedenáctého řádu (vlevo) a patnáctého řádu (vpravo) ..	39
Obr. 32 Porovnání průběhů konvenčních filtrů a koplanárního fraktálního filtru na DGS	39
Obr. 33 Kombinace konvenčního filtru s DGS	40

Obr. 34 Průběhy S_{11} a S_{21} filtru s paralelními pahýly, filtru s DGS a kombinace obou	41
Obr. 35 Porovnání konvenčního filtru a filtru s paralelními pahýly a DGS	42
Obr. 36 Porovnání průběhů filtru s paralelními pahýly a DGS s a bez SMA konektorů	43
Obr. 37 Strana TOP vyrobeného filtru vlevo a BOTTOM vpravo	43
Obr. 38 Porovnání simulovaných a naměřených průběhů filtru s paralelními pahýly a DGS	44
Obr. 39 Fraktální dolní propust na substrátu Arlon 25N	46
Obr. 40 Porovnání průběhů originálního filtru s filtrem přepočítaným na Arlon 25N	48
Obr. 41 Porovnání průběhů originálního filtru s optimalizovaným filtrem na Arlonu 25N	49
Obr. 42 Charakteristiky filtru s paralelními pahýly a DGS vs. mikropásková fraktál. DP na DGS	50
Obr. 43 Charakteristiky filtru s paralelními pahýly a DGS vs. optimalizovaná mikropáskové fraktální DP na DGS	51
Obr. 44 Charakteristiky filtru s paralelními pahýly a DGS s SMA vs. mikropásková fraktální DP na DGS s SMA	52
Obr. 45 Realizovaný mikropáskový fraktální filtr na DGS	53
Obr. 46 Simulované a naměřené průběhy přenosu a odrazu mikropáskové fraktální DP na DGS	54
Obr. 47 Koplanární fraktální filtr na substrátu Arlon 25N	54
Obr. 48 Závislost charakteristické impedance koplanárního vlnovodu na rozměrech w a w_1	56
Obr. 49 Porovnání průběhů originálního koplanárního filtru s filtrem přepočítaným na Arlon	59
Obr. 50 Srovnání filtru s PP a DGS s přepočítaným koplanárním fraktálním filtrem na DGS	60
Obr. 51 Srovnání filtru s PP a DGS s optimalizovaným koplanárním fraktálním filtrem na DGS	61
Obr. 52 Charakteristiky filtru s paralelními pahýly a DGS s SMA vs. koplanární fraktální filtr na DGS s SMA konektory	62
Obr. 53 Realizovaný koplanární fraktální filtr na DGS	63
Obr. 54 Simulované a naměřené průběhy S_{11} a S_{21} koplanárního fraktálního filtru na DGS	63
Obr. 55 Porovnání charakteristik přenosu a odrazu vyrobených filtrů	65

Seznam tabulek

Tab. 1 Normalizované hodnoty Čebyševovy řady v závislosti na počtu prvků..	17
Tab. 2 Rozměry parametrů mikropáskového fraktálního filtru na DGS.....	17
Tab. 3 Rozměry parametrů koplanárního fraktálního filtru na DGS	19
Tab. 4 Rozměry přepočítaného mikropáskového fraktálního filtru na DGS	20
Tab. 5 Srovnání dosažených hodnot u mikropáskové fraktální DP na substrátu s porušenou zemí	28
Tab. 6 Srovnání dosažených hodnot u koplanárního fraktálního filtru.....	30
Tab. 7 Srovnání nejlepších výsledků DGS filtrů	37
Tab. 8 Normované Čebyševovy koeficienty v závislosti na počtu elementů	40
Tab. 9 Srovnání konvenčního filtru a konvenčního filtru s DGS	41
Tab. 10 Porovnání simulovaných a naměřených hodnot filtru s paralelními pahýly a DGS	45
Tab. 11 Rozměry parametrů přepočítaného mikropáskového fraktálního filtru na DGS.....	47
Tab. 12 Rozměry parametrů optimalizovaného mikropáskového fraktálního filtru na DGS.....	48
Tab. 13 Rozměry parametrů mikropáskové fraktální DP na DGS na kmitočet 3,43 GHz	50
Tab. 14 Rozměry parametrů optimalizované mikropáskové fraktální DP na DGS; 3,43 GHz.....	51
Tab. 15 Rozměry parametrů mikropáskové fraktální DP na DGS s SMA konektory	52
Tab. 16 Porovnání simulovaných a naměřených hodnot mikropáskové fraktální DP na DGS.....	53
Tab. 17 Rozměry parametrů přepočítaného koplanárního fraktálního filtru na DGS	58
Tab. 18 Rozměry koplanárního fraktálního filtru na DGS na kmitočtu 3,43 GHz	59
Tab. 19 Rozměry optimalizovaného koplanárního fraktálního filtru na DGS; kmitočet 3,43 GHz	61
Tab. 20 Rozměry koplanárního fraktálního filtru na DGS s SMA konektory a zúžením; 3,43 GHz	62
Tab. 21 Porovnání simulovaných a naměřených hodnot koplanárního fraktálního filtru na DGS	63
Tab. 22 Porovnání naměřených hodnot vyrobených filtrů	65

Úvod

Kmitočtové filtry patří mezi lineární elektrické obvody, které se používají téměř ve všech odvětvích elektrotechniky, elektroniky a běžně se s nimi setkáváme například v oblasti elektroakustiky, radiotechniky, při číslicovém zpracování signálu nebo ve vysokofrekvenčních aplikacích. Ve vysokofrekvenční technice ovšem zaniká možnost používání prvků se soustředěnými parametry, protože jejich rozměry jsou srovnatelné s vlnovou délkou a majoritní vlastnosti prvků se soustředěnými parametry by mohly být potlačeny vlastnostmi parazitními. Z těchto důvodů na řadu přicházejí mikrovlnné planární struktury, jejichž použití je naopak kontraproduktivní v pásmu nízkých kmitočtů, kde by planární filtr dosahoval velkých rozměrů.

Rozměry planárních struktur jsou samozřejmě závislé na vlnové délce. Rozměr planární struktury lze redukovat díky použití fraktálních motivů. Fraktální vzory umožňují snížení fyzické velikosti planárního filtru při současném dodržení kmitočtových charakteristik. Fyzické zmenšení filtru je závislé na počtu iterací fraktálního motivu. Jinými slovy, čím složitější tvar má fraktál (vyšší počet iterací), tím účinnější je fyzická komprese rozměrů.

Další způsob jak minimalizovat rozměry planárních filtrů spočívá ve využití porušené zemní plochy (tzv. DGS) pod přenosovým vedením. Porušenou zemní plochou mohou vznikat například ekvivalentní rezonanční obvody, které mění rozložení povrchových proudů, respektive indukčnost a kapacitu přenosového vedení nad tímto DGS.

Tato diplomová práce je zaměřena na ověření vlastností filtrů uvedených v literatuře a na nový návrh planárního filtru, který kombinuje fraktální motivy a porušenou zemní plochu ke snížení fyzické velikosti filtru.

1. Planární fraktální filtry na substrátu s porušenou zemí

V této kapitole si popíšeme základní poznatky nutné k pochopení problematiky. Pozornost zde zaměříme na vysvětlení činnosti planárních filtrů, principu fraktálu a popisu generace jednotlivých iterací Minkowského ostrova a Kochovy smyčky. Dále si vysvětlíme princip substrátu s porušenou zemí (DGS).

1.1 Planární filtr

Planární filtry nacházejí své uplatnění zejména na vysokých kmitočtech, např. ve vstupní části nízkošumového zesilovače (LNA) komunikačního kanálu. Na vysokých kmitočtech je délka vlny srovnatelná s velikostí součástek se soustředěnými parametry. V tomto případě se u součástek se soustředěnými parametry významně projevují jejich parazitní vlastnosti. U cívky se projevuje parazitní kapacita mezi závity, která může předčit samotnou indukčnost cívky. V případě kondenzátoru se projevuje parazitní indukčnost přívodů a ztráty v dielektriku. Z výše uvedených důvodů se na vysokých kmitočtech používají místo součástek se soustředěnými parametry mikropásková vedení vypletaná na horní straně substrátu. Spodní strana substrátu bývá většinou celá potažena měděnou fólií a uzemněna [7].

Aby bylo možné vyhovět požadavkům na minimalizaci rozměrů planárních filtrů, využijeme ke zmenšení plochy filtrů fraktálních motivů (budou popsány dále). Minimalizace je tím účinnější, čím složitější motiv (vyšší řád iterace fraktálu) je při návrhu použit [6].

1.2 Fraktál

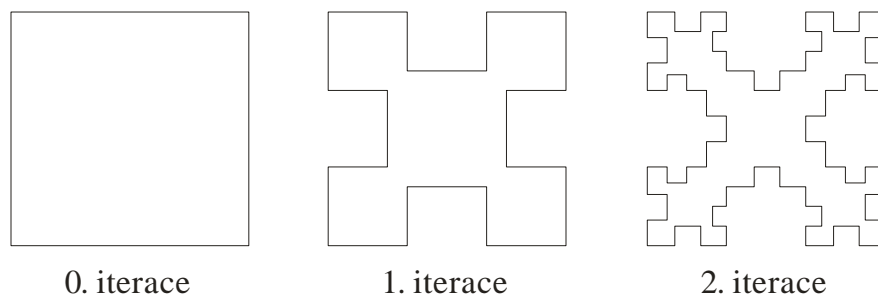
Fraktály jsou rovinné nebo prostorové útvary s vysokou vnitřní členitostí. V principu fraktální motivy vznikají opakováním postupu generace základního tvaru při současném zmenšování jeho velikosti. Takto vzniklé fraktály patří mezi soběpodobné tvary. To znamená, že motivy se liší pouze změnou velikosti, a nikoliv změnou tvaru. Změna velikosti může růst nad všechny meze v obou směrech.

Mezi zástupce fraktálních motivů patří například Minkowského ostrov (Minkowski Island) či Kochova smyčka (Koch Loop), jejichž způsob generování si popíšeme dále [6].

1.2.1 Minkowského ostrov

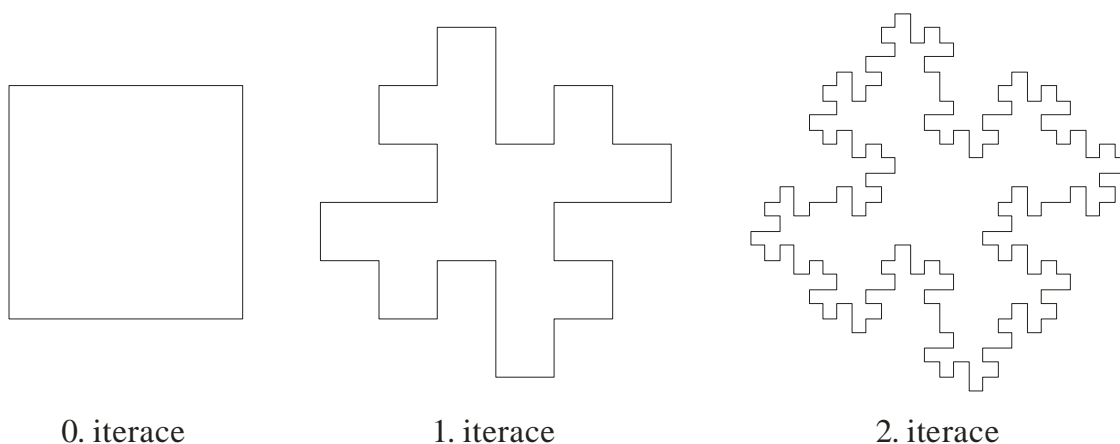
Základní tvar (nultou iterací) Minkowského ostrova v rovině tvoří čtverec. V literatuře se setkáváme s více způsoby generování Minkowského ostrova. Např. v [3] a [4] je popsána metoda, jež je založena na rozdělení stran čtverce a na třetiny. Po rozdělení stran, jsou prostřední dílčí části zapaštěny o hloubku h do čtverce.

V literatuře se setkáváme s odlišnými hodnotami hloubky zanoření h . Např. v [5] je iterační faktor jedna čtvrtina, v jiných případech se používá hloubka zanoření třetina strany a . Výše popsaný postup generování první a druhé iterace je patrný z obr. 1.



Obr. 1 Generování první a druhé iterace Minkowského ostrova podle [3] a [4]

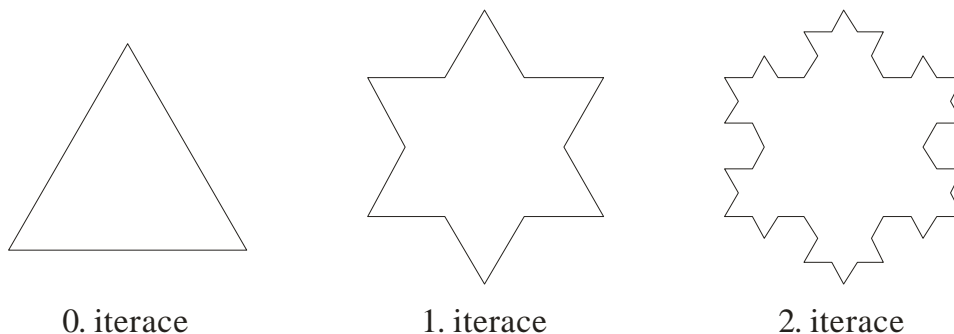
V [1] je popsán způsob generování Minkowského ostrova, založený na rozdělení stran čtverce a na čtvrtiny. Opět první a poslední dílčí části po rozdělení stran zůstávají bez změny. Druhý segment je o čtvrtinu strany a vytažen od původní hrany čtverce, zatímco třetí část je od původní strany čtverce o čtvrtinu strany a zapuštěna dovnitř. Tímto způsobem vznikne první iterace Minkowského ostrova. Postup generování první a druhé iterace ostrova je patrný z obr. 2.



Obr. 2 Generování první a druhé iterace Minkowského ostrova podle [1]

1.2.2 Kochova smyčka

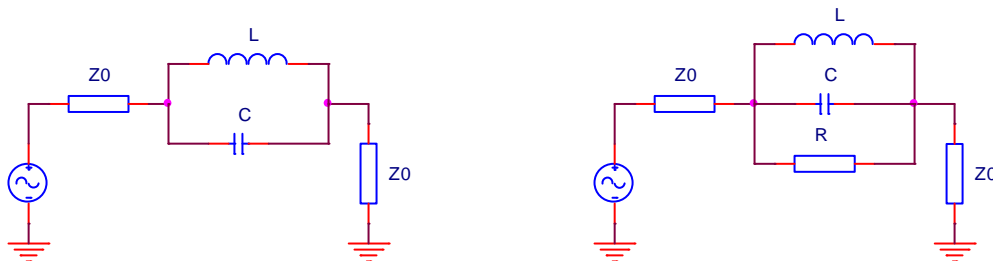
Na rozdíl od Minkowského ostrova je u Kochovy smyčky základním tvarem v rovině rovnostranný trojúhelník. Opět se každá strana trojúhelníku o délce a rozdělí na třetiny. Prostřední část je nahrazena dvojicí úseček o shodné délce $a/3$, z nichž vzniknou nová ramena rovnostranného trojúhelníku. Postup se opakuje pro každé rameno nově vzniklých trojúhelníků. Postup generování první a druhé iterace je nejlépe patrný z obr. 3 [6].



Obr. 3 Generování první a druhé iterace Kochovy smyčky podle [6]

1.3 Substrát s porušenou zemní plochou (DGS)

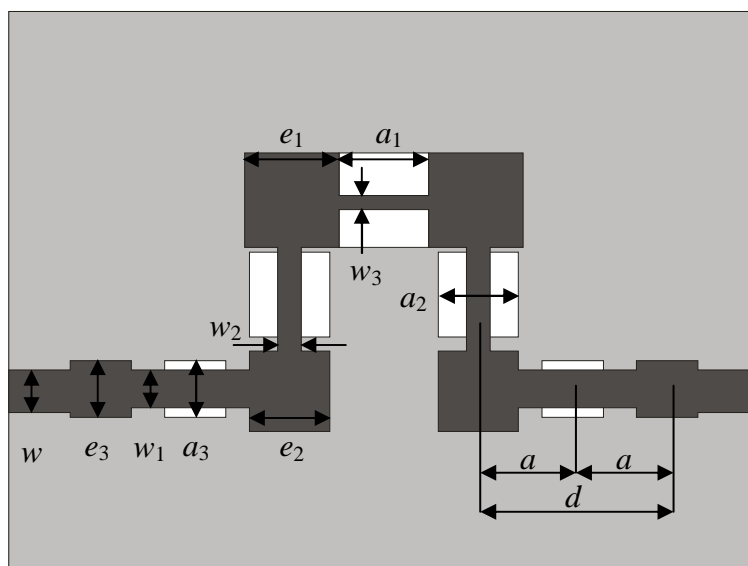
Jak již bylo řečeno výše, porušená zemní plocha vzniká odleptáním určité části z doposud celistvé zemní fólie (závislé na motivu DGS). Odstraněním daného tvaru zemní plochy pod přenosovým vedením (v případě mikropáskové struktury) [12], [14], popřípadě po stranách přenosového vedení (koplanární struktury) [15], dochází ke změně rozložení povrchových proudů a následně změně kapacity a indukčnosti vedení. Porušená zemní plocha může vytvořit ekvivalentní paralelní rezonanční obvod v podélné větvi přenosové cesty. Podrobnější informace o vlivu DGS a jeho ekvivalentním náhradním obvodu jsou uvedeny pro mikropáskové struktury v [12], [14] a pro koplanární struktury v [15]. Ekvivalentní náhradní schéma DGS je uvedeno na obr. 4.



Obr. 4 Ekvivalentní paralelní obvod podle [12] a [14] (vlevo) a podle [15] (vpravo)

1.4 Mikropásková fraktální dolní propust na DGS

V [2] je popsán planární filtr typu dolní propust, který kombinuje fraktální tvary a DGS. Tento filtr výrazně snižuje fyzickou velikost oproti filtrům konvenčním. Díky svému uspořádání dosahuje struktura širokopásmovosti s vysokým útlumem v zádržném pásmu a nízkou hodnotou zvlnění v pásmu propustném.



Obr. 5 Návrh mikropáskového fraktálního dolního propustu na DGS [2]

Fraktální dolní propust je podle [2] navržena na substrátu F4B-2 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,65$ a výškou substrátu $h = 0,8$ mm o rozměrech 40×30 mm. Jak je patrné z obr. 5, struktura filtru je vytvořena první iterací Kochovy křivky s iteračním faktorem d . Mikropásky na vstupu i výstupu filtru mají šířku 2,2 mm s ohledem na dodržení charakteristické impedance 50Ω . V zemní desce jsou vyleptány čtvercové otvory.

Vzdálenost středů čtverců d odpovídá polovině vlnové délky. Čtvercové otvory v zemní desce fungují podle [2] jako fotonické zádržné pásy. Abychom potlačili zvlnění přenosové charakteristiky způsobené periodicitou struktury, jsou čtverce vyleptané v zemní ploše zmenšovány podle Čebyševovy řady a do mikropáskového vedení jsou přidány zmenšující se flíčky s periodou středů d . Poměr strany čtverce k periodě a/d byl podle [2] nastaven na hodnotu 0,5. Tento poměr představuje kompromis mezi výkonem přeneseným v propustném a zádržném pásmu.

Mikropáskové vedení mezi čtverci je opět zužováno podle Čebyševovy řady. Hodnoty normalizovaných koeficientů Čebyševovy řady v závislosti na počtu prvků jsou uvedeny v tab. 1. V tab. 2 jsou uvedeny rozměry filtru.

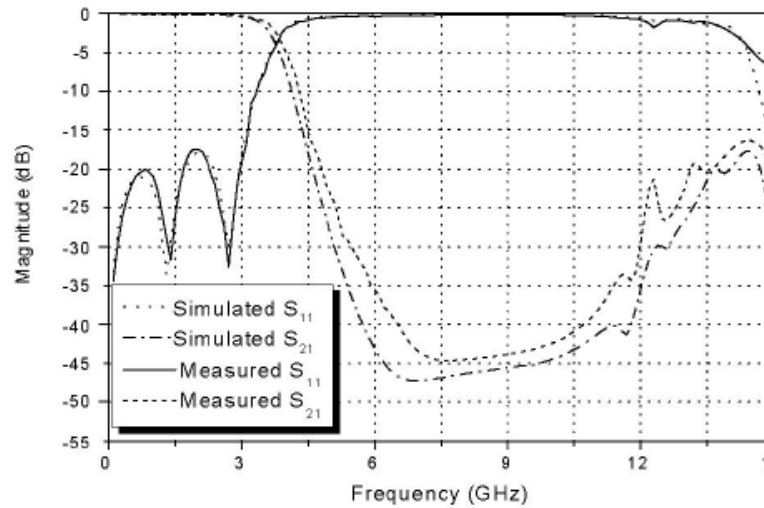
Tab. 1 Normalizované hodnoty Čebyševovy řady v závislosti na počtu prvků

Počet prvků	Normalizované koeficienty
5	0,39; 0,80; 1,00; 0,80; 0,39
6	0,39; 0,73; 1,00; 1,00; 0,73; 0,39
7	0,37; 0,63; 0,89; 1,00; 0,89; 0,63; 0,37

Tab. 2 Rozměry parametrů mikropáskového fraktálního filtru na DGS

Parametr	Rozměr [mm]	Parametr	Rozměr [mm]
a	5,00	e₂	4,27
a₁	5,00	e₃	3,12
a₂	4,48	w	2,20
a₃	3,12	w₁	2,00
d	10,00	w₂	1,40
e₁	5,00	w₃	0,80

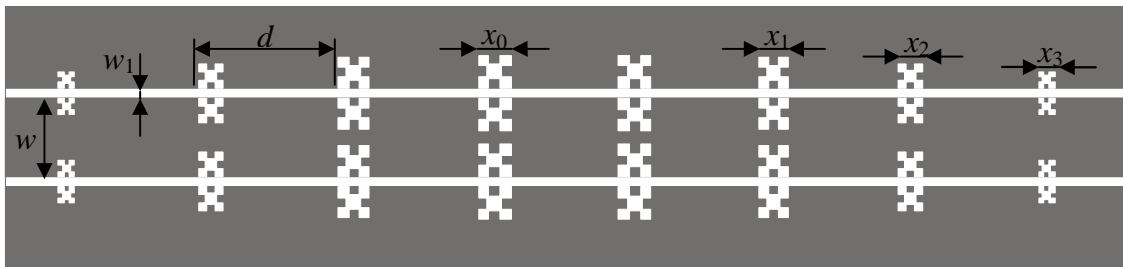
Na obr. 6 jsou znázorněny výsledky simulace a měření činitele odrazu S_{11} a přenosu S_{21} filtru převzaté z [2]. V rozmezí od cca 6,5 GHz do 10,5 GHz je útlum filtru větší než 40 dB. Mezní frekvence pro pokles o 3 dB byla naměřena na kmitočtu 3,8 GHz, zvlnění v propustném pásmu podle [2] činí 0,5 dB a ztráty způsobené odrazem na vstupu jsou maximálně 18 dB. Z obr. 6 je patrná dobrá strmost filtru 16 dB/GHz. Naměřené hodnoty se od simulovaných liší jen nepatrně.



Obr. 6 Naměřené a simulované průběhy S -parametrů mikropáskového fraktálního filtru na DGS převzaté z [2]

1.5 Koplanární fraktální dolní propust na DGS

V [3] a [4] je popsán návrh a analýza dvojité zužujícího se fraktálního filtru typu dolní propust v provedení koplanárního vlnovodu (CPW). Fraktální dolní propust v CPW provedení zlepšuje nejen přenos vedení v propustném pásmu, ale vytváří rovněž dvě zádržná pásma. Koplanární uspořádání poskytuje oproti mikropáskovému uspořádání větší konstrukční flexibilitu a využívá substrát pokovený pouze z jedné strany.



Obr. 7 Návrh koplanárního fraktálního filtru na DGS [4]

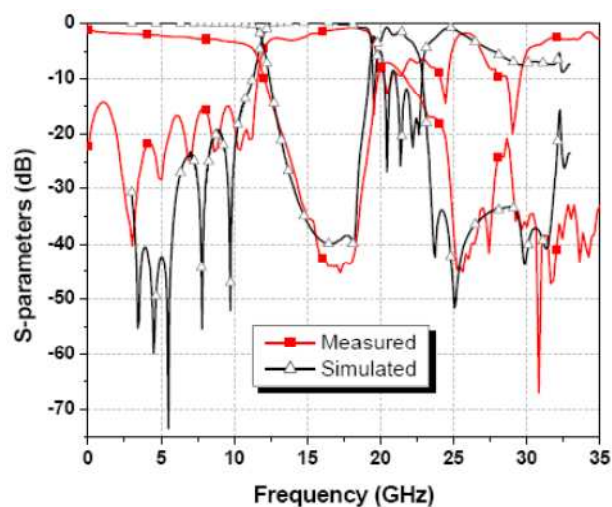
Z obr. 7 je patrné, že fraktální tvary jsou vyleptány jak v zemních plochách, tak i v signálové části. Fraktály jsou generovány pomocí Minkowského ostrova. Z důvodu zlepšení potlačení v zádržném pásmu a snížení vložného útlumu v pásmu propustném jsou fraktální tvary generovány podle KaisEROVY distribuce. Minkowského ostrov první iterace vzniká rozdělením strany čtverce a na třetiny ($a_1 = a/3$); hloubka zapuštění prostřední části je rovna $a_2 = 0,83 \cdot a_1$.

Filtr je navržen na vysoce rezistivním křemíku $\rho = 4000 \, \Omega \cdot \text{cm}$ s relativní permittivitou $\epsilon_r = 11,9$ a výškou substrátu $h = 675 \, \mu\text{m}$. Fraktální DGS vyleptané v zemní i signálové části se opakují s periodou d , která odpovídá polovině vlnové délky. Perioda opakování 8 motivů, rozměry jednotlivých Minkowského ostrovů i šířka signálové části jsou uvedeny v tab. 3.

Tab. 3 Rozměry parametrů koplanárního fraktálního filtru na DGS

Parametr	Rozměr [μm]	Parametr	Rozměr [μm]
x_0	830	x_3	415
x_1	771	d	3 564
x_2	622	w	2 000

Na obr. 8 jsou znázorněny výsledky simulace a měření činitele odrazu S_{11} a přenosu S_{21} filtru převzaté z [4]. Podle [4] filtr vykazuje vložné ztráty v propustném pásmu kolem hodnoty 1,3 dB, potlačení v zádržném pásmu je lepší než 44 dB a šířka pásma s potlačením větším než 20 dB je přibližně 6,5 GHz.



Obr. 8 Naměřené a simulované průběhy S -parametrů koplanárního fraktálního filtru na DGS převzaté z [4]

2. Ověření funkčnosti filtrů simulací

Ověřování vlastností výše popsaných filtrů proběhlo v programu CST MICRO-WAVE STUDIO, které je založeno na metodě konečných diferencí a v programu AN-SOFT HFSS, jenž pracuje s metodou konečných prvků. Před začátkem ověřování vlastností jednotlivých filtrů musíme vhodně nastavit počáteční podmínky a nadefinovat použité materiály.

2.1 Ověření mikropáskové fraktální DP na DGS v programu CST

Jak je patrné z kapitoly 1.4, rozměry čtverců a mikropáskových vedení nekorespondují s hodnotami normalizovaných koeficientů z tab. 1. Proto budou rozměry filtru uvedené v [2] brány jako optimalizované.

Filtr nejprve přepočítáme podle Čebyševovy řady pro daný počet prvků. Následně provedeme analýzu filtru a její výsledky porovnáme s výsledky publikovanými. Pro přepočet bude zachována perioda d odpovídající polovině vlnové délky, strana čtverce a splňující podmínku $a/d = 0,5$ a šířka mikropásku na vstupu a výstupu filtru (zachování impedance 50 Ω). Rozměry takto přepočítaného filtru jsou uvedeny v tab. 4.

Tab. 4 Rozměry přepočítaného mikropáskového fraktálního filtru na DGS

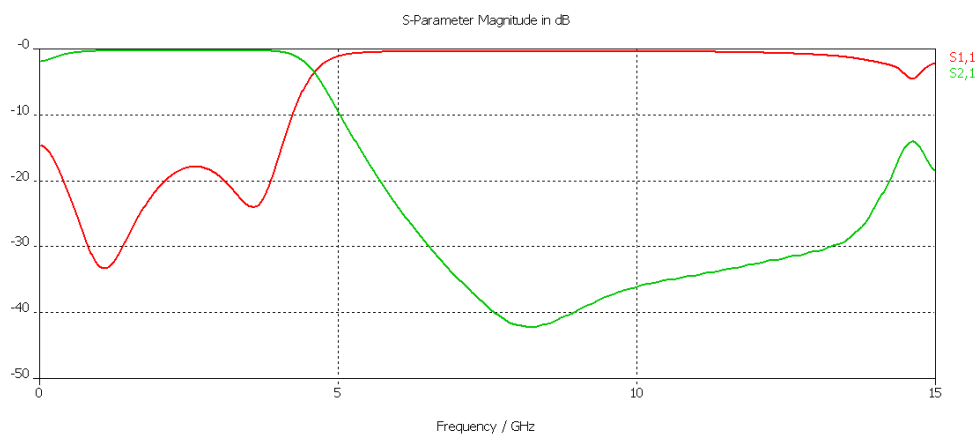
Parametr	Rozměr [mm]	Parametr	Rozměr [mm]
a	5,00	e₂	3,65
a₁	5,00	e₃	1,95
a₂	4,00	w	2,20
a₃	1,95	w₁	1,96
d	10,00	w₂	1,39
e₁	5,00	w₃	0,81

Před nakreslením motivu filtru a spuštěním analýzy v CST nastavíme v menu *Solve* → *Units* jednotky *Dimensions* na *mm*, *Frequency* na *GHz* a tomu odpovídající *Time* na *ns*. V menu *Solve* → *Background properties* musíme nastavit *Material type* na *Normal* (relativní permitivita a permeabilita jsou 1). Dále ještě v menu *Solve* → *Frequency range settings* nastavíme rozmezí analyzovaného kmitočtu od 0 GHz do 15 GHz a v menu *Solve* → *Boundary condition* nastavíme typ okrajové podmínky na *Open* a zaškrtneme *Apply in all directions*.

Po nastavení uvedených parametrů a vytvoření materiálu F4B-2 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,65$ můžeme nakreslit motiv filtru (viz obr. 5) o rozměrech podle tab. 4. Následně nastavíme parametry analýzy. V menu *Mesh* → *Global mesh properties* → *Lines per wavelength* nastavíme počet bodů na vlnovou délku na 15, v menu *Solve* → *Transient solver parameters* → *Accuracy* nastavíme přesnost na -50 dB.

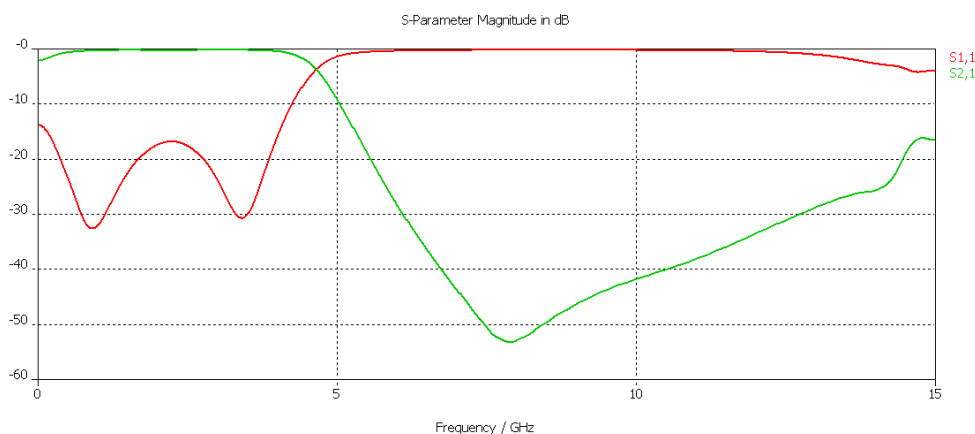
Průběhy činitele odrazu S_{11} a přenosu S_{21} navrženého filtru podle Čebyševovy distribuce jsou uvedeny na obr. 9. Z průběhu přenosu filtru byl odečten frekvenční rozsah od 0,6 GHz do 4,11 GHz, v němž vložný útlum nepřesahuje hodnotu 0,5 dB a kmitočet 4,575 GHz, kdy přenos klesne o 3 dB. Činitel odrazu v propustném pásmu filtru není vyšší než -17,82 dB. Maximální potlačení přenosové charakteristiky bylo naměřeno na kmitočet 8,22 GHz s hodnotou 42,23 dB. Frekvenční rozsah, v němž je přenos pod hodnotou -20 dB, byl odečten od 5,69 GHz do 14,23 GHz. Rozsah, kdy je přenos

nižší než -40 dB, byl odečten od kmitočtu 7,63 GHz do 8,97 GHz. Sklon přenosové charakteristiky mezi propustným a zadržným pásmem činí 14,04 dB/GHz. Vstupní a výstupní impedance dolní propusti přepočítané podle Čebyševovy řady se podle programu CST rovná 49,60 Ω .



Obr. 9 Charakteristiky S_{11} a S_{21} mikropáskového fraktálního filtru na DGS přepočítané podle Čebyševovy řady (CST)

V dalším kroku jsme analyzovali v CST původní optimalizovaný filtr publikovaný v [2]. Z průběhu charakteristiky přenosu původního filtru byla odečtena hodnota vložného útlumu, která je v rozmezí od 0,57 GHz do 4,09 GHz lepší než 0,5 dB. Ve shodném frekvenčním rozsahu je činitel odrazu maximálně $-16,73$ dB. Pokles o 3 dB byl určen na kmitočtu 4,61 GHz a sklon přenosové charakteristiky činí 18,17 dB/GHz. Šířka pásma, v níž je charakteristika přenosu filtru pod úrovní -20 dB, se rovná 8,88 GHz. Šířka pásma s přenosem pod -40 dB je 3,805 GHz. Maximální potlačení 53,2 dB bylo naměřeno na kmitočtu 7,905 GHz. Filtr uvedený v [2] má podle programu CST vstupní a výstupní impedanci rovnou 49,70 Ω . Průběh činitele odrazu S_{11} a přenosu filtru S_{21} jsou uvedeny na obr. 10.



Obr. 10 Charakteristiky S_{11} a S_{21} původního mikropáskového fraktálního filtru na DGS ověřené vlastním výpočtem (CST)

Z obr. 9 a obr. 10 je patrné, že původní dolní propust má větší strmost přenosové charakteristiky o 4,13 dB/GHz, větší šířku propustného pásma o 35 MHz, a maximální potlačení v zadržném pásmu lepší o cca 11 dB. Šířka pásma, v níž se přenos pohybuje pod úrovní -20 dB, je lepší o 340 MHz a pro -40 dB o 2,465 GHz. Činitel odrazu je ve srovnání s filtrem s Čebyševovou distribucí horší o cca 1 dB.

2.2 Ověření koplanárního fraktálního filtru na DGS v programu CST

Vzhledem k tomu, že v [3] ani [4] není popsána hodnota mezery w_1 mezi mikropáskovým vedením a zeměmi, bude tato mezera navržena s ohledem na dodržení 50Ω přizpůsobení podle vztahů metody konformního zobrazení uvedených v [8]. Při řešení mikrovlnných planárních struktur metodou konformního zobrazení se využívá úplných eliptických integrálů, které jsou definovány vztahem (1) podle [8]

$$K(k) = \int_0^1 \frac{1}{\sqrt{(1-x^2) \cdot (1-k^2 \cdot x^2)}} dx, \quad (1)$$

jenž po použití substituce $x = \sin \varphi$ přejde do tvaru (2) podle [8]

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\sqrt{1-k^2 \cdot \sin^2 \varphi}} d\varphi. \quad (2)$$

U symetrické CPW struktury platí pro modul k_s a modul k_{se} úplného eliptického integrálu vztahy (3) podle [8]

$$k_s = \frac{w}{w+2 \cdot w_1}, \quad k_{se} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot w}{h}\right)}{\sinh\left[\frac{\pi}{4 \cdot h} \cdot (w+2 \cdot w_1)\right]}, \quad (3)$$

kde w představuje šířku středního vodiče, w_1 mezery mezi středním vodičem a zemní plochou a h je rovno výšce substrátu. Pro doplňkový modul k_s' a k_{se}' platí vztahy (4) podle [8]

$$k_s' = \sqrt{1-k_s^2}, \quad k_{se}' = \sqrt{1-k_{se}^2} \quad (4)$$

Úplný eliptický integrál prvního druhu můžeme vypočítat Landenovou metodou, kdy se z modulu k určí úhly $\varphi_0, \varphi_1, \varphi_2$ až φ_n , jež jsou patrné ze vztahů (5) podle [8]

$$\varphi_0 = \arcsin(k), \quad \varphi_1 = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{\varphi_0}{2}\right)\right), \quad \varphi_2 = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{\varphi_1}{2}\right)\right), \quad \varphi_n = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{\varphi_{n-1}}{2}\right)\right) \quad (5)$$

pak $K(k)$ lze vypočítat vztahem (6) podle [8]

$$K(k) = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(\varphi_1) \cdot \cos(\varphi_2) \cdot \dots \cdot \cos(\varphi_{n-1})}{\cos(\varphi_0)}}. \quad (6)$$

Počet úhlů n závisí na požadované přesnosti výsledku, de facto na počtu desetinných míst. Podle [8] pro výpočet s přesností na tři až čtyři desetinná místa postačí určit úhly po φ_2 až φ_3 . Efektivní permitivitu symetrického CPW je možné podle [8] vypočítat vzorcem (7)

$$\varepsilon_{efr} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{K(k_s')}{K(k_s)} \cdot \frac{K(k_{se})}{K(k_{se}')}, \quad (7)$$

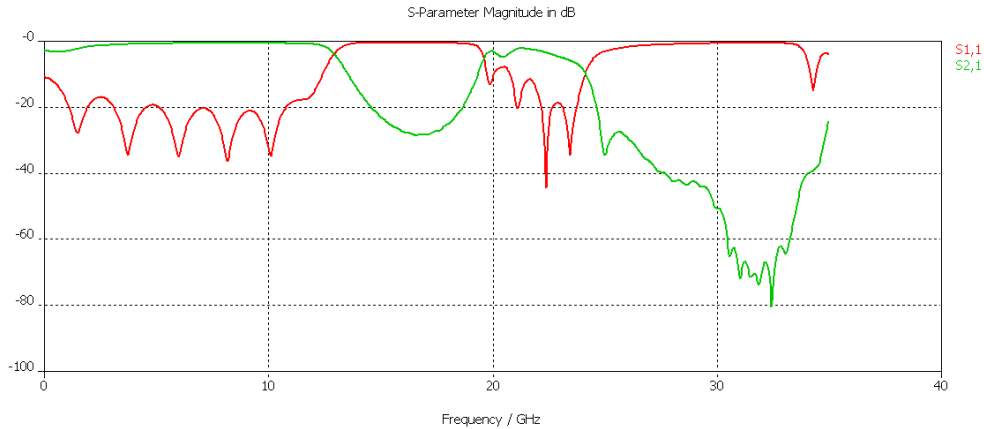
kde ε_r představuje permitivitu materiálu. Charakteristická impedance koplanárního vlnovodu dle [8] lze vypočítat ze vztahu (8)

$$Z_0 = \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{ef_r}}} \cdot \frac{K(k_s)}{K(k_s')} \quad (8)$$

Na základě výše uvedených vztahů byla na daném substrátu $\epsilon_r = 11,9$ a při šířce pásku 2 mm vypočtena šířka mezery mezi páskem a zemní plochou $w_1 = 600 \mu\text{m}$.

Před spuštěním analýzy koplanárního vedení musíme opět správně nastavit její parametry. V menu *Solve* \rightarrow *Units* zůstávají všechna nastavení stejná, pouze *Dimensions* změníme na μm . Dále nastavíme v menu *Solve* \rightarrow *Frequency range settings* rozmezí kmitočtu analýzy od 0 do 35 GHz. Všechna ostatní nastavení zůstávají bez změny. Před nakreslením a spuštěním analýzy je zapotřebí definovat nový materiál (vysoce rezistivní křemík s relativní permitivitou $\epsilon_r = 11,9$).

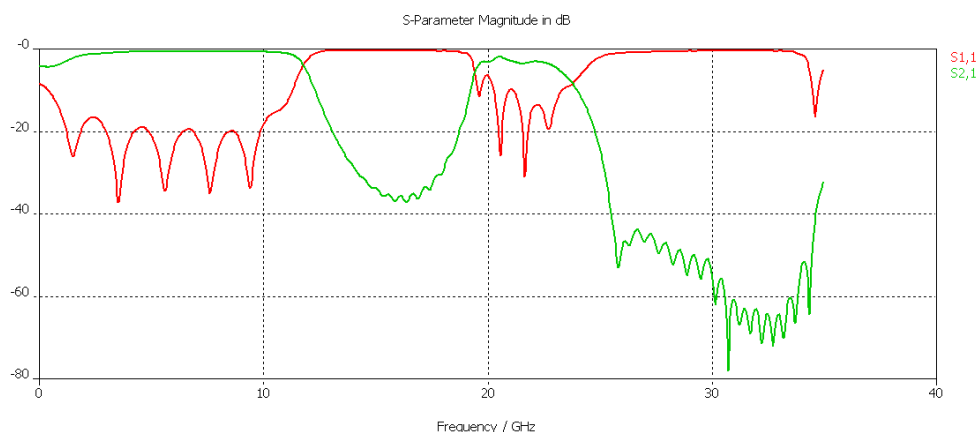
Z výsledků simulace pro splnění podmínky 50Ω na vstupu a výstupu filtru byl z průběhu přenosu odečten frekvenční rozsah od 2,24 GHz do 12,425 GHz, v němž je vložný útlum pod úrovní 1,3 dB, pokles o 3 dB na kmitočtu 12,915 GHz a maximální potlačení v zádržném pásmu 28,37 dB na kmitočtu 16,59 GHz. Šířka pásma, kde je přenosová charakteristika pod hodnotou -20 dB, odpovídá 4,13 GHz. Při kontrole vstupní a výstupní impedance navrženého filtru s ohledem na dodržení 50Ω podmínky na vstupu a výstupu, byla zjištěna hodnota 48,43 Ω . Výsledné průběhy S_{11} a S_{21} z programu CST jsou uvedeny na obr. 11.



Obr. 11 Charakteristika S_{11} a S_{21} koplanárního fraktálního filtru na DGS při 50Ω (CST)

Při porovnání průběhů z obr. 11 s průběhy uvedenými na obr. 8 (převzaté z [4]) je patrné, že se charakteristiky značně liší. Vzhledem k tomu, že v [4] jsou popsány všechny rozměry filtru kromě výše navržené mezery pro splnění 50Ω přizpůsobení, byly mezery optimalizovány s cílem co možná nejvíce se přiblížit průběhům na obr. 8. Optimalizovaná hodnoty mezery w_1 byla stanovena na $270 \mu\text{m}$.

Průběh činitele odrazu S_{11} a přenos filtru S_{21} optimalizovaného filtru vypočítané programem CST jsou uvedeny na obr. 12. Z průběhu přenosu byl v propustném pásmu v rozmezí od 2,1 GHz do 11,3 GHz určen vložný útlum, který není horší než 1,3 dB. Ve shodném kmitočtovém pásmu byl určen činitel odrazu s maximální hodnotou $-16,48$ dB. Z průběhu S_{21} byl odečten kmitočet 11,76 GHz odpovídající poklesu o 3 dB a kmitočtový rozsah od 13,125 GHz do 18,722 GHz, kde je přenos pod hodnotou -20 dB. Nejvyšší útlum v tomto frekvenčním pásmu činí 37,08 dB na 16,38 GHz. Jak je zřejmé z obr. 12, v okolí kmitočtu 16,38 GHz je zvlnění přenosové charakteristiky odpovídající 2,14 dB. Vstupní a výstupní impedance filtru popsáno v [4] se podle výsledků z programu CST rovná 38,11 Ω .



Obr. 12 Charakteristika S_{11} a S_{21} koplanárního fraktálního filtru na DGS (CST)

2.3 Ověření mikropáskové fraktální DP na DGS v programu HFSS

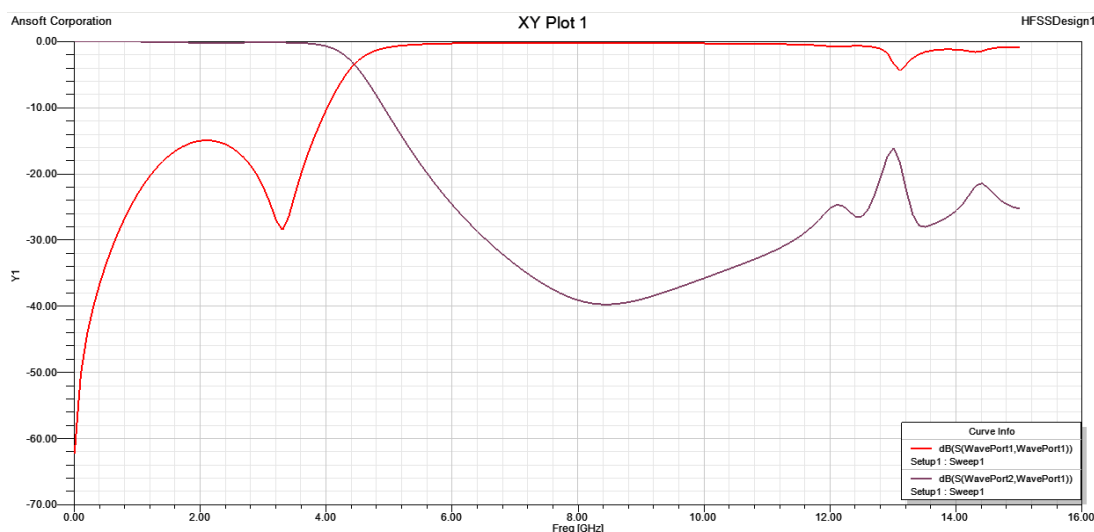
V programu HFSS je opět nejdříve nutné nastavit základní parametry. V menu *HFSS* → *Solution type* musíme vybrat *Driven Modal*, v menu *Modeler* → *Units* musíme zvolit *mm* a následně je možné v menu *HFSS* → *Design Properties* přidávat potřebné parametry filtru s rozměry v *mm*. Zatímco v programu CST se okrajové podmínky definovaly již na začátku, v HFSS se podmínky zadávají de facto po vytvoření modelu. Další podstatnou změnou je, že v HFSS by měděné motivy na substrátu (mikropásek a zem) měly být plošné a nikoli trojrozměrné, jak to umožňuje program CST.

Po nakreslení celého filtru je zapotřebí definovat parametry substrátu buď vybráním z již existující knihovny, nebo přidáním vlastního materiálu. Dále je nutné vybrat všechny kovové části filtru a po kliknutí na ně pravým tlačítkem myši vybrat z nabídky *Assign Boundary* → *Perfect E*. Kolem celého filtru je nezbytné nakreslit vzduchový kvádr o výšce cca $11h$ nad každou stranou s měděným motivem. Stejným postupem jako v předchozím případě z nabídky vybrat pro *Airbox* podmínku *Assign Boundary* → *Radiation*. Jako poslední je třeba definovat vstupní a výstupní port v *Assign Excitation* → *Wave port*. Porty by měly být rozměrů $5h$ na výšku, přičemž spodní hrana portu by měla být zároveň se spodní hranou substrátu, a šířku šesti až desetinásobkem šířky vedení w .

Nyní již stačí v menu *HFSS* → *Analysis Setup* → *Add Solution Setup* potvrdit tlačítkem *OK* a v menu *HFSS* → *Analysis Setup* → *Add Frequency Sweep* zadat požadovaný frekvenční rozsah pro analýzu od 0,01 GHz do 15 GHz s krokem 0,1 GHz a potvrdit *OK*. Před spuštěním vlastní analýzy je dobré zkontrolovat všechna potřebná nastavení v menu *HFSS* → *Validation Check*. Pokud kontrola proběhla v pořádku, lze spustit analýzu v menu *HFSS* → *Analyze All*.

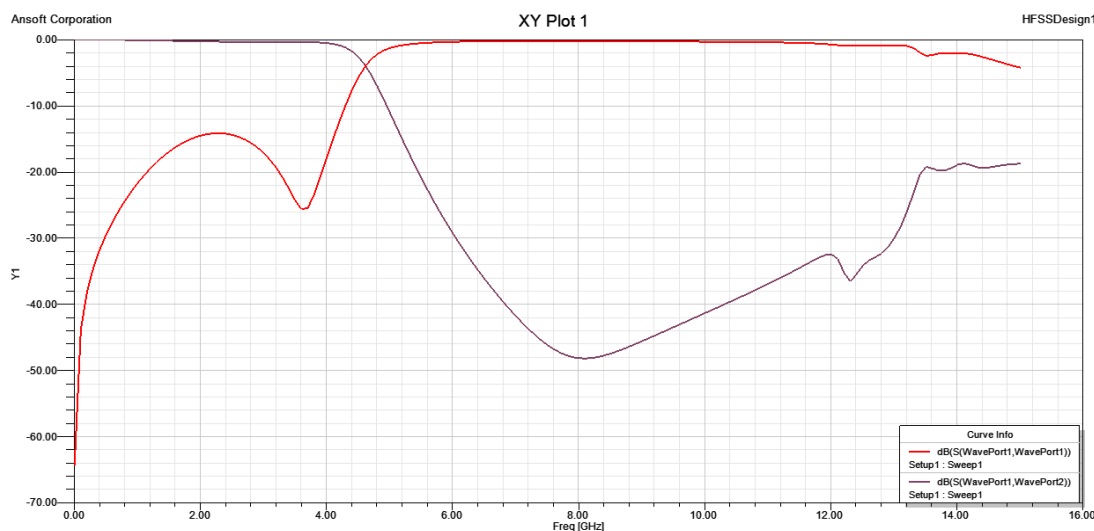
Při srovnání výsledků z programu HFSS s výsledky z CST je na první pohled zřejmé, že průběhy získané v HFSS se více shodují s grafy uvedenými v [2]. Stejně jako v CST proběhla nejdříve kontrola filtru navrženého podle přepočítaných hodnot dle Čebyševovy řady. U takto navržené dolní propusti na substrátu s porušenou zemí bylo odečteno frekvenční pásmo do 3,9 GHz, v němž vložený útlum neklesl pod 0,5 dB. Pokles přenosu filtru o 3 dB byl z grafu určen na kmitočtu 4,41 GHz. V propustném pásmu nepřesahuje činitel odrazu hodnotu -15 dB. Šířka pásma, v níž je přenos pod úrovně -20 dB, činí 7,2 GHz a největší potlačení v zádržném pásmu bylo odečteno z grafu na kmitočtu 8,41 GHz s potlačením 39,70 dB. Sklon přenosové charakteristiky mezi propustným a zádržným pásmem se rovná 14,42 dB/GHz. Vstupní a výstupní

impedance filtru odečtena v programu HFSS činí cca 49,2 Ω . Průběhy S_{11} a S_{21} z programu HFSS jsou uvedeny na obr. 13.



Obr. 13 Charakteristiky S_{11} a S_{21} mikropáskového fraktálního filtru přepočítaného podle Čebyševovy řady (HFSS)

Při ověření dolní propusti navržené podle [2] byla v programu HFSS odečtena šířka propustného pásma 3,97 GHz, v němž vložené ztráty nejsou horší než 0,5 dB a pokles přenosové charakteristiky o 3 dB na kmitočtu 4,55 GHz. Činitel odrazu v propustném pásmu není horší než -14,14 dB. Šířka zádržného pásma, v němž je přenos filtru pod hodnotou -20 dB, činí 7,99 GHz a s úrovní přenosu pod -40 dB byla odečtena šířka pásma 3,50 GHz. Maximální potlačení 48,13 dB v nepropustném pásmu bylo z grafu určeno na kmitočtu 8,11 GHz. Spád přenosové charakteristiky dosahuje sklonu 18,75 dB/GHz a vstupní a výstupní impedance filtru určená pomocí programu HFSS se rovná 47,95 Ω . Simulované průběhy jsou uvedeny na obr. 14.



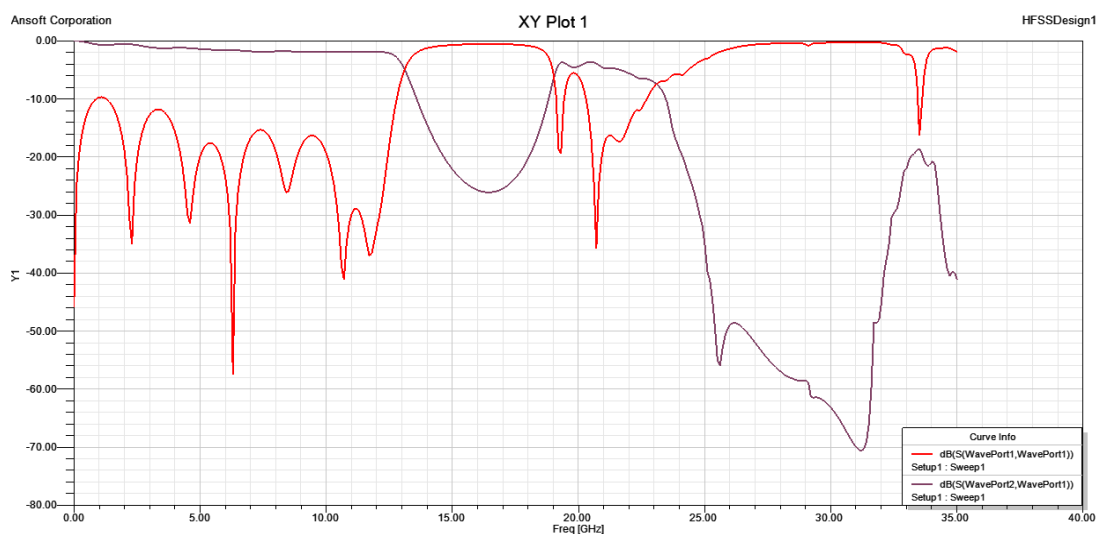
Obr. 14 Charakteristika S_{11} a S_{21} původní mikropáskové fraktální DP na DGS (HFSS)

2.4 Ověření koplanárního fraktálního filtru na DGS v programu HFSS

Před spuštěním analýzy je opět nutné nejdříve definovat všechny podmínky nutné pro korektní výpočet shodně jako v předchozím případě. Jedinou změnu představují rozměry portů, které by u koplanárního vlnovodu bez pokovené spodní strany substrátu

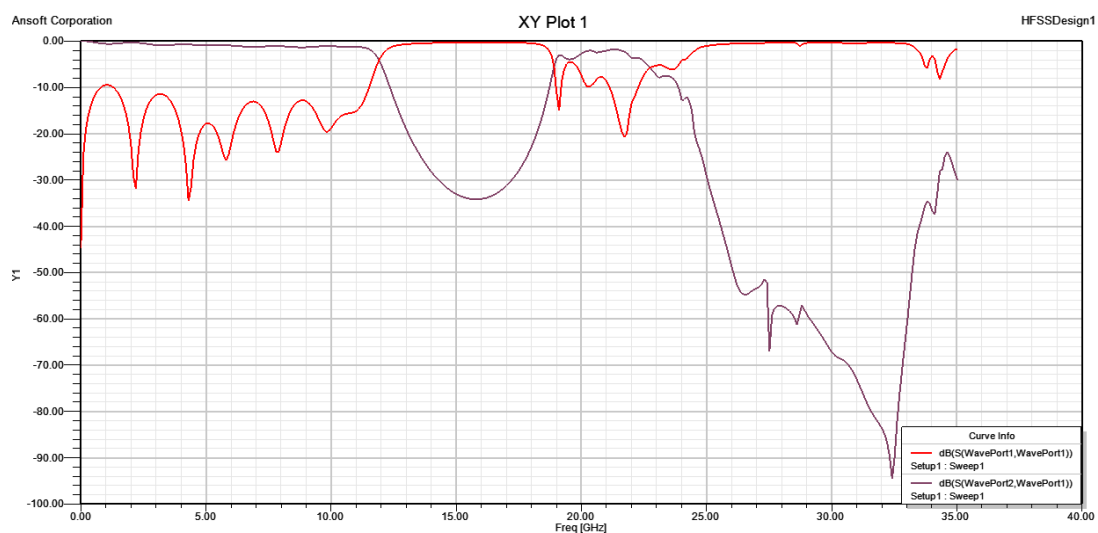
měly být na šířku dvou až tří násobků W (v tomto případě je $W = w + 2 \cdot w_1$). Výška by měla odpovídat velikosti W , přičemž střed portu by se měl shodovat se středem substrátu. Nyní již stačí zadat analýzu od 0,01 GHz do 35 GHz s krokem 0,1 GHz, zkontrolovat všechna nastavení a spustit výpočet.

Ze zobrazených průběhů S_{11} a S_{21} , filtru navrženého s ohledem na vstupní a výstupní impedanci 50 Ω , byla odečtena šířka propustného pásma 12,31 GHz s úrovní přenosu, která neklesá pod -2 dB. Program HFSS vypočítal přenos filtru s vloženými ztrátami o zhruba 0,7 dB horšími než CST. Pokles o 3 dB byl odečten na kmitočtu 12,91 GHz a činitel odrazu v propustném pásmu nepřesahuje úroveň -9,71 dB. Frekvenční šířka pásma 3,39 GHz odpovídá přenosu s úrovní pod -20 dB a maximální potlačení v tomto pásmu 26,08 dB bylo odečteno z grafu na kmitočtu 16,50 GHz. Vstupní a výstupní impedance filtru vypočtená programem HFSS odpovídá hodnotě 42,25 Ω . Průběhy S_{11} a S_{21} získané z programu HFSS jsou uvedeny na obr. 15.



Obr. 15 Charakteristika S_{11} a S_{21} koplanárního fraktálního filtru na DGS při 50 Ω (HFSS)

Při ověřování parametrů filtru uvedeného v [4] v programu HFSS byla odečtena šířka propustného pásma 11,01 GHz, v níž vložené ztráty nepřesáhnou 1,3 dB a kmitočet 11,81 GHz, kdy přenosová charakteristika klesne o 3 dB. V propustném pásmu byl odečten činitel odrazu, který není horší než 9,51 dB, v zádržném pásmu byla odečtena šířka pásma 5,1 GHz s úrovní přenosu pod -20 dB a maximální potlačení 34,18 dB na kmitočtu 15,81 GHz. Vstupní a výstupní impedance koplanárního fraktálního filtru podle programu HFSS činí cca 32,9 Ω . Průběhy S_{11} a S_{21} získané z programu HFSS jsou uvedeny na obr. 16.



Obr. 16 Charakteristika S_{11} a S_{21} původního koplanárního fraktálního filtru na DGS (HFSS)

Shrnutí druhé kapitoly

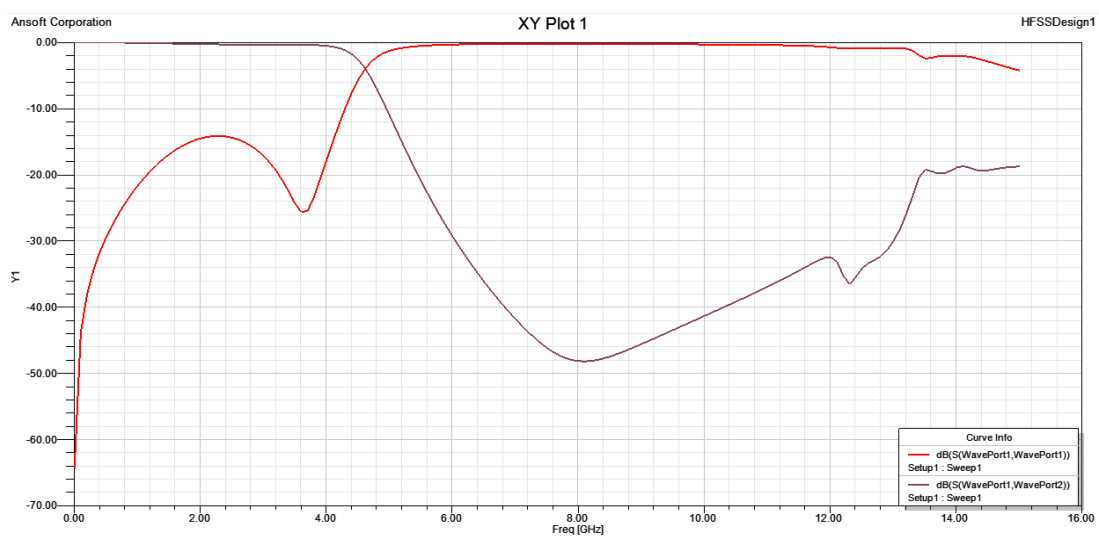
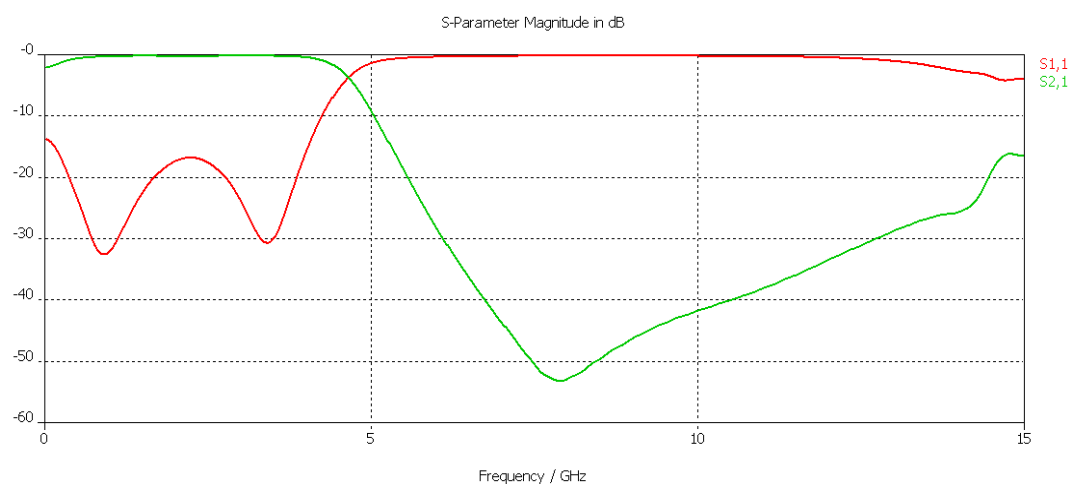
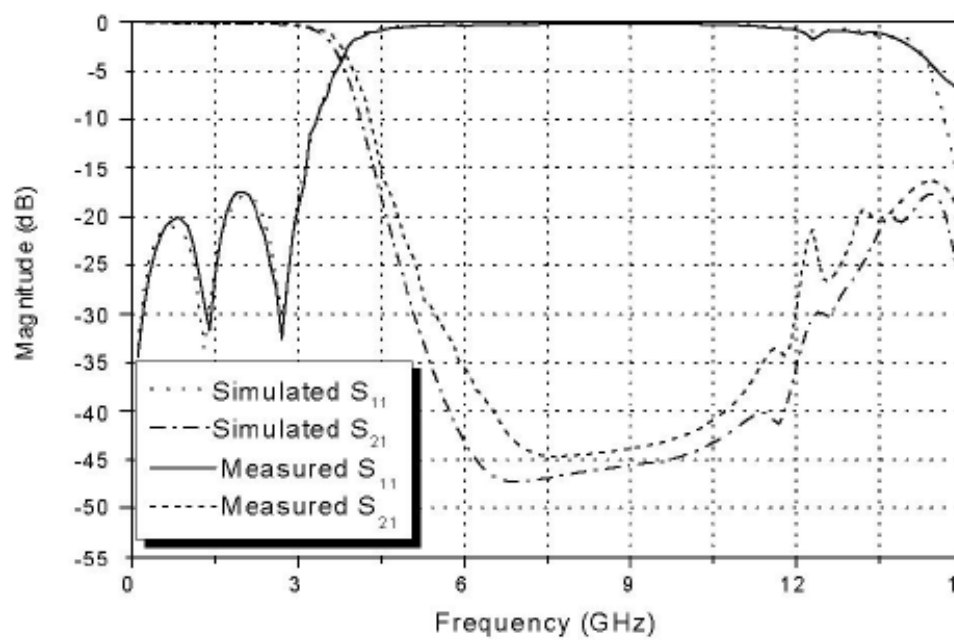
Rozměry mikropáskového fraktálního filtru typu dolní propusti byly nejprve přepočítány podle Čebyševovy řady a srovnány s průběhy uvedenými v [2]. U takto navrženého filtru (ověření programem CST) byl odečten pokles o 3 dB o přibližně 700 MHz výše, než je uvedeno v [2]. Při ověření programem HFSS byl tento kmitočet vyšší o cca 600 MHz. Největší odchylka, od údajů sepsaných v [2], byla zjištěna v CST na šířce pásma s přenosem pod -40 dB, která je zde o 2,660 GHz nižší (filtr v zádržném pásmu nedosahuje tak velkého potlačení). V programu HFSS se tato šířka pásma nepodařila odečíst, protože maximální potlačení činilo 39,70 dB.

Při ověřování mikropáskového fraktálního filtru navrženého v [2], bylo zjištěno, že pokles o 3 dB je opět u obou programů posunut výše, a to u CST o cca 800 MHz a u HFSS o přibližně 700 MHz. Při srovnání dalších odečtených hodnot je patrné, že výsledky z programu CST jsou v lepší shodě s parametry uvedenými v [2], než odečtené hodnoty z programu HFSS. Zatímco v případě HFSS se šířka pásma s potlačením pod 20 dB liší přibližně o 800 MHz, u CST je tato odchylka pouze 80 MHz. Obdobně vychází porovnání šířky pásma s potlačením pod 40 dB, kde údaj zjištěný v programu HFSS se liší okolo 500 MHz, u CST se jedná o 200 MHz. Sklon přenosové charakteristiky získané programem CST se od hodnoty uvedené v [2] liší o 2,17 dB/GHz, zatímco údaj odečtený z přenosové charakteristiky z HFSS se liší o 2,75 dB/GHz. Maximální činitel odrazu v propustném pásmu určený v CST se od hodnoty z [2] liší o 1,27 dB, údaj z HFSS o 3,86 dB.

Všechny odečtené údaje z grafů jsou uvedeny v tab. 5. Průběhy přenosové charakteristiky a charakteristiky činitele odrazu převzaté z [2] a získané simulací v programu CST a HFSS jsou uvedeny na obr. 17.

Tab. 5 Srovnání dosažených hodnot u mikropáskové fraktální DP na substrátu s porušenou zemí

	Hodnoty z [2]	Přepočítaný filtr (CST)	Přepočítaný filtr (HFSS)	Ověření [2] (CST)	Ověření [2] (HFSS)
3 dB pokles [GHz]	3,800	4,575	4,410	4,616	4,550
Přenos pod -20 dB [GHz]	8,800	8,546	7,200	8,880	7,990
Přenos pod -40 dB [GHz]	4,000	1,340	–	3,805	3,500
Sklon S_{21} [dB/GHz]	16,000	14,040	14,420	18,170	18,750
Max. S_{11} [dB]	-18,000	-17,820	-15,000	-16,730	-14,140



Obr. 17 Porovnání charakteristik dolní propusti: a) průběhy převzaté z [2], b) výsledky z CST, c) výsledky z HFSS

Při ověřování koplanárního fraktálního filtru na DGS byl filtr nejprve přepočítán s ohledem na dodržení $50\ \Omega$ na vstupu a výstupu. Takto navržený filtr se od údajů uvedených v literatuře [4] značně lišil. Pokles o 3 dB se sice liší pouze o cca 500 MHz (výsledky z CST a HFSS se rozcházejí o 5 MHz), ale šířka pásma s potlačením pod 20 dB se liší v případě CST již o 2,4 GHz a výsledky z HFSS jsou horší dokonce o 3,1 GHz. Největší odchylka od údajů uvedených v [4] byla zjištěna u maximálního potlačení v zádržném pásmu, které bylo oproti [4] přibližně poloviční. Impedance takto navrženého filtru činí cca $48\ \Omega$.

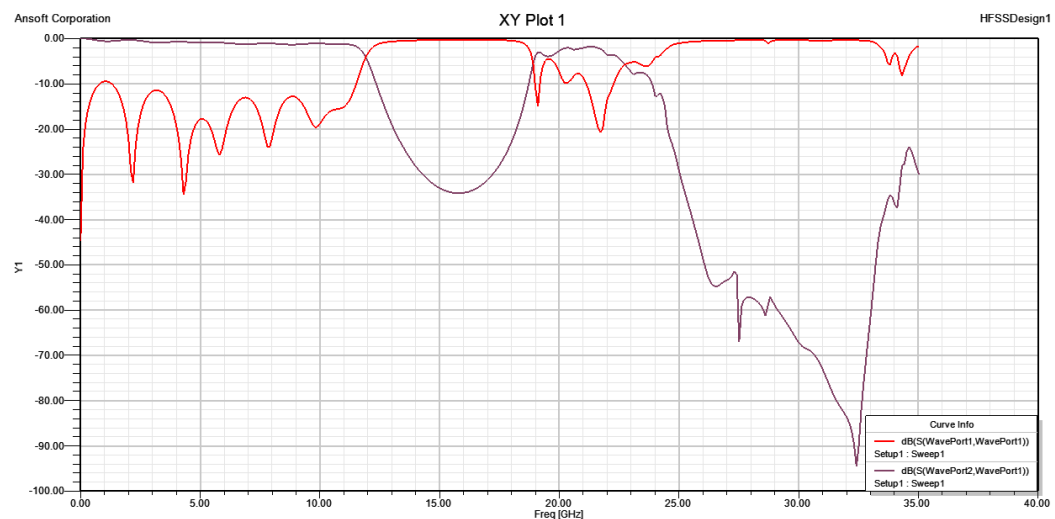
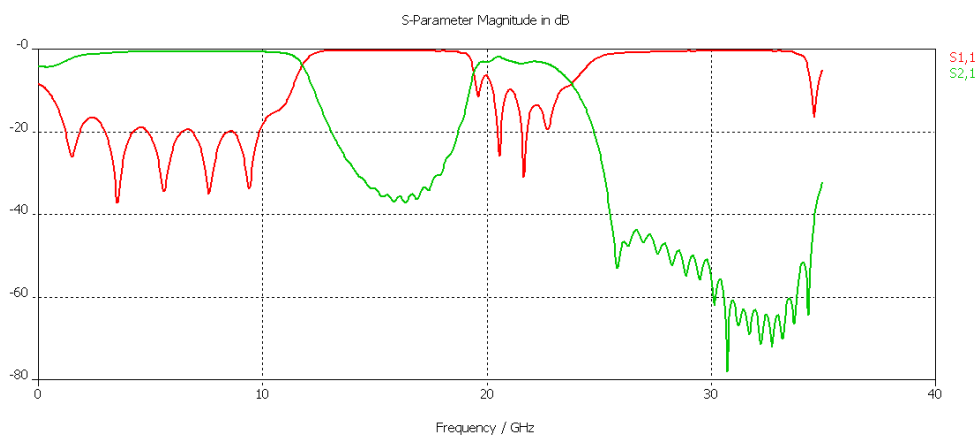
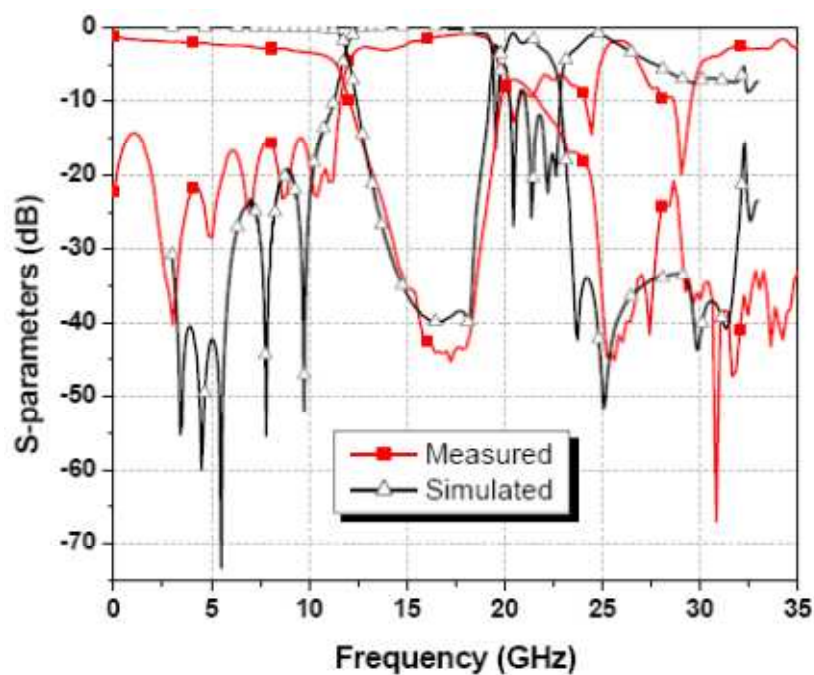
Z důvodu co možná nejvíce se přiblížit průběhům uvedených v [4], byla u koplanárního fraktálního filtru optimalizována mezera mezi páskem a zeměmi na finálních $270\ \mu\text{m}$. U takto navrženého filtru byl odečtený kmitočet pro pokles o 3 dB u obou programů přibližně o 750 MHz nižší. Šířka pásma odečtená v programu CST, v níž je potlačení v zádržném pásmu vyšší než 20 dB, byla o necelý 1 GHz nižší než údaj uvedený v [4]. Hodnota šířky pásma s potlačením lepším než 20 dB získaná v programu HFSS je nižší dokonce o 1,4 GHz. Výsledky z programu CST jsou lepší i při porovnání maximálního potlačení v zádržném pásmu, které je zde o necelých 7 dB nižší, zatímco výsledky z programu HFSS jsou horší o cca 10 dB. Impedance takto navrženého filtru činí $38\ \Omega$.

Všechny odečtené údaje z grafů jsou uvedeny v tab. 6. Průběhy přenosové charakteristiky a charakteristiky činitele odrazu převzaté z [4] a získané simulací v programu CST a HFSS jsou uvedeny na obr. 18.

Navzdory tomu, že ve většině případů porovnávání byly výsledky získané programem CST v lepší shodě s ověřovanými parametry z literatury [2] a [4], než průběhy z programu HFSS, při srovnání výsledků programu CST a HFSS mezi sebou, je patrné, že se odečtené parametry filtrů liší jen nepatrně. Vzhledem k tomu, že každý program je založen na rozdílné metodě, mají výsledky vysokou vypovídací hodnotu.

Tab. 6 Srovnání dosažených hodnot u koplanárního fraktálního filtru

	Hodnoty z [4]	Ověření [4] (CST)	Ověření [4] (HFSS)	Přepočítaný filtr (CST)	Přepočítaný filtr (HFSS)
3 dB pokles [GHz]	12,400	12,915	12,910	11,766	11,810
Přenos pod -20 dB [GHz]	6,500	4,130	3,390	5,597	5,100
Max. potla- čení [dB]	44,000	28,370	26,080	37,080	34,180



Obr. 18 Porovnání charakteristik koplanárního fraktálního filtru: a) průběhy převzaté z [4], b) výsledky z CST, c) výsledky z HFSS

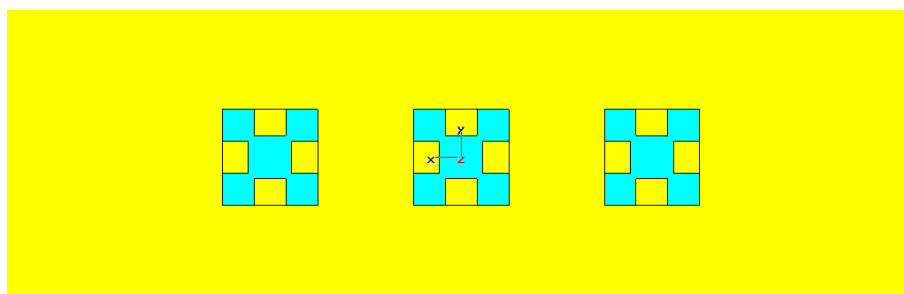
3. Mikropásková vedení s narušenou zemní plochou

V této kapitole budou porovnávána mikropásková vedení ($50\ \Omega$) s odlišnou narušenou zemní plochou (DGS) na substrátu Arlon 25N s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,38$ a tloušťkou $h = 0,762\text{ mm}$. Základními tvary pro narušení země budou čtverec a motiv písmene „I“, které budou dále modifikovány na fraktály a zmenšovány podle funkce $e^{1/n}$, kde n může nabývat hodnot od 1 do ∞ .

3.1 DGS čtvercového tvaru

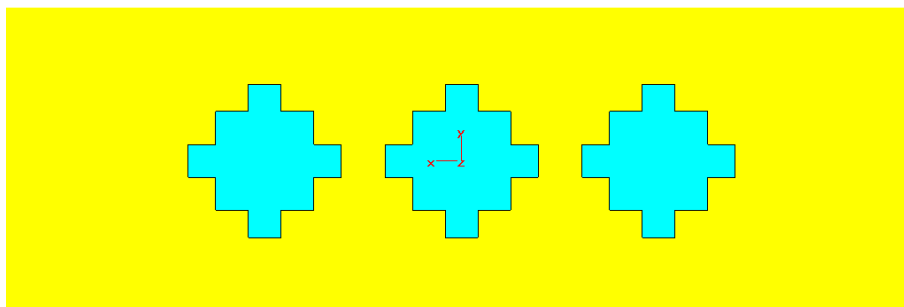
Narušená zemní plocha pod vedením s charakteristickou impedancí $50\ \Omega$ je tvořena třemi čtverci o straně a dlouhé $\lambda/4$ s periodou d , jenž je $2 \cdot a$. U takto narušené zemní plochy neklesly hodnoty vložného útlumu v propustném pásmu pod 1,5 dB a činitel odrazu v propustném pásmu byl nejhůře $-5,77\text{ dB}$. Pokles o 3 dB byl odečten z průběhu na kmitočtu 4,54 GHz a maximální potlačení v nepropustném pásmu činilo přibližně 21 dB na frekvenci 7,46 GHz.

DGS čtvercového tvaru bylo modifikováno fraktálními tvary, které v prvním případě směřují dovnitř do odleptaného čtverce, jak je patrné z obr. 19. Šířka fraktálu je opět $a/3$ a hloubka zapuštění činí $0,83 \cdot a/3$. Po této změně došlo ke snížení vložného útlumu, který neklesá pod 0,71 dB. Činitel odrazu není horší než $-8,70\text{ dB}$. Zároveň se potlačení přenosové charakteristiky v zádržném pásmu zhoršilo o více než 5 dB z původních 21 dB na 15,8 dB.

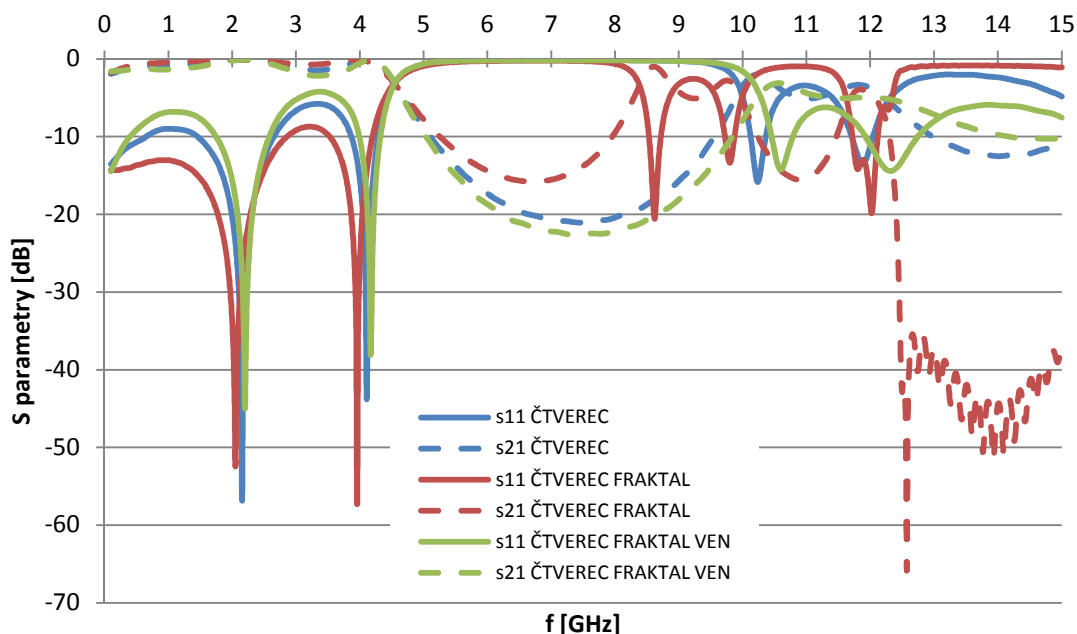


Obr. 19 DGS tvaru čtverce s fraktály směrem dovnitř

V druhém případě se jedná o fraktální čtvercové DGS, u nějž fraktál vzniká stejným způsobem (viz výše), ale směřuje ven z odleptané plochy čtverce, jak je naznačeno na obr. 20. Ze simulovaných průběhů činitele přenosu a odrazu na obr. 21 je patrné zhoršení vložného útlumu v propustném pásmu nejhůře na hodnotu 2,16 dB a činitele odrazu, který je nejhůře $-4,12\text{ dB}$. Ke zlepšení došlo v zádržném pásmu, kde přenos klesl na úroveň $-22,46\text{ dB}$.

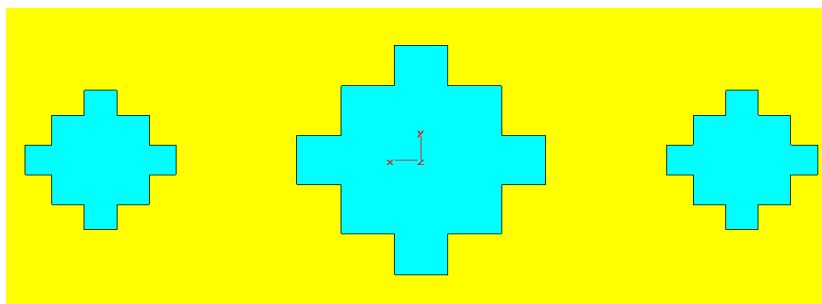


Obr. 20 DGS tvaru čtverce s fraktály směrem ven

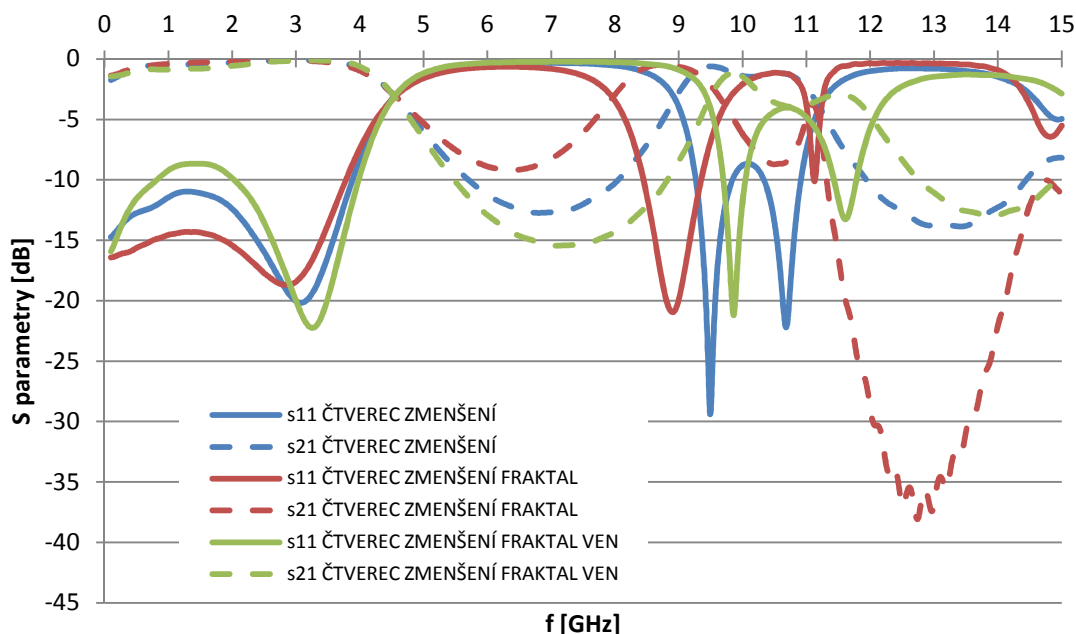


Obr. 21 Průběhy S_{11} a S_{21} čtvercových DGS

Výše uvedené možnosti narušené zemní plochy byly dále zmenšovány podle funkce $e^{(1/n)}$, kde n nabývalo hodnot 1 a 2. Příklad postupně zmenšujících se čtvercových DGS s fraktály směrem ven je uveden na obr. 22. U tohoto řešení došlo ve všech třech případech ke zlepšení vložného útlumu v propustném pásmu, které jsou v nejlepším případě (fraktály směřující dovnitř) 0,3 dB a v nejhorším případě (fraktály směřující ven) 1,45 dB. Lepších výsledků bylo dosaženo také u činitele přenosu, jenž byl opět nejlepší v případě fraktálů směřujících dovnitř, dosahoval hodnoty $-14,32$ dB a nejhorší u fraktálů směřujících ven, kde úroveň činila $-8,65$ dB. Průběhy činitelů přenosu a odrazu zmenšujících se čtvercových motivů narušené zemní plochy jsou uvedeny na obr. 23.



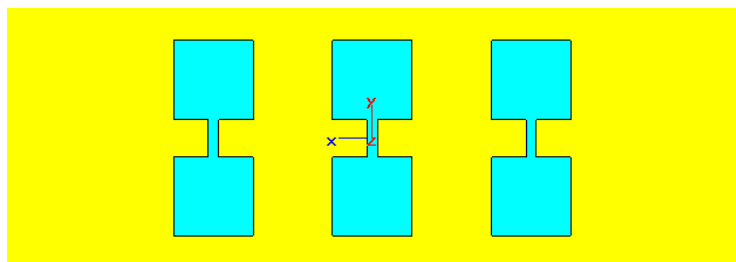
Obr. 22 Postupně se zmenšující čtvercové DGS s fraktály směrem ven



Obr. 23 Průběhy S_{11} a S_{21} zmenšujících se čtvercových DGS

3.2 DGS tvaru písmene „I“

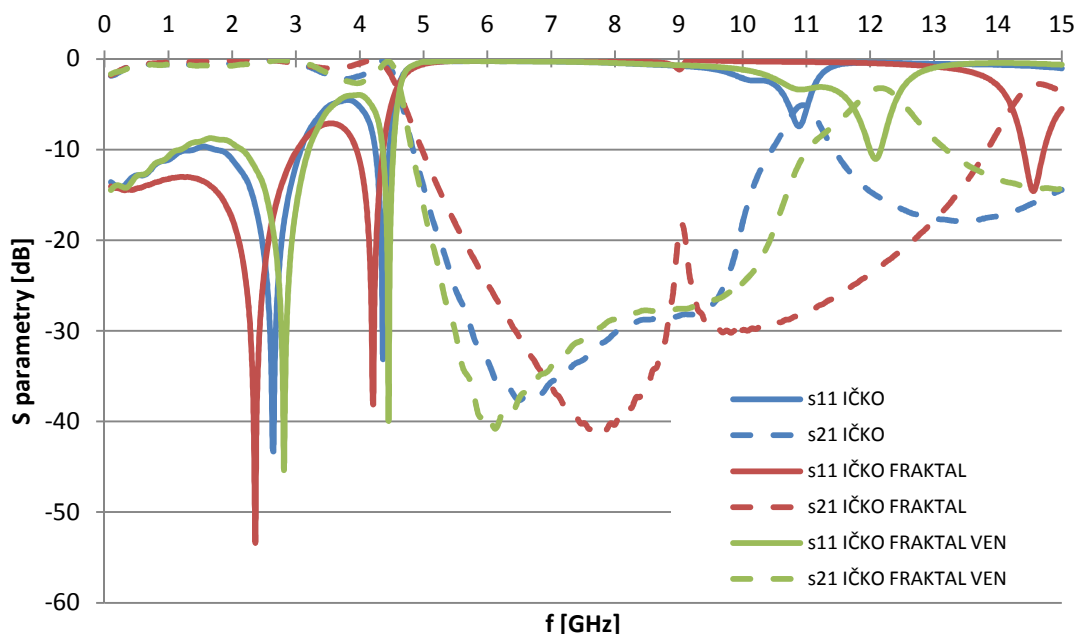
DGS tvaru písmene „I“ představuje dva čtyřúhelníky podél vedení $50\ \Omega$, jejichž velikost ovlivňuje mezní kmitočet; čtyřúhelníky jsou spojeny úzkou štěrbinou o šířce w , která ovlivňuje rezonanční kmitočet [12]. Při narušení zemní plochy trojicí DGS tvaru „I“ (viz obr. 24) bylo simulací dosaženo vložného útlumu v propustném pásmu pod 2,19 dB a činitel odrazu nepřevyšuje hodnotu $-4,52\ \text{dB}$. Z charakteristiky přenosu byl odečten maximální útlum v zádržném pásmu 37,64 dB na kmitočtu 6,5 GHz.



Obr. 24 DGS tvaru písmene „I“

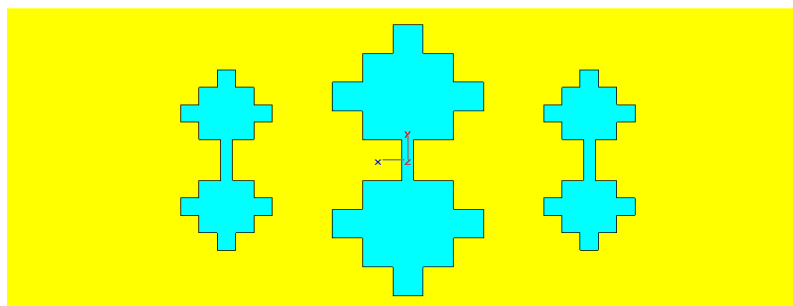
U fraktálních DGS tvaru „I“ (směřujících směrem dovnitř) činí hloubka zapuštění čtverečků jednu třetinu strany a , která se z důvodu zachování mezního kmitočtu musela přibližně o čtvrtinu zvětšit. Ze simulovaných průběhů byly odečteny vložné ztráty v propustném pásmu nejhuře 1,03 dB a činitel odrazu nebyl vyšší než úroveň $-7,16\ \text{dB}$. Maximální potlačení v zádržném pásmu činilo 41,55 dB. Z uvedených hodnot a průběhů z obr. 25 je patrné vylepšení vložných ztrát a činitele odrazu oproti předchozímu případu.

Fraktální DGS tvaru „I“ směřující směrem ven přináší kompaktnější rozměry při zachování mezního kmitočtu a lepší strmost mezi propustným a zádržným pásmem. Maximální potlačení v zádržném pásmu se opět pohybovalo kolem hodnoty 41 dB. Ke zhoršení došlo u vložných ztrát v propustném pásmu, a to o cca 0,4 dB oproti DGS tvaru „I“, jak je vidět na obr. 25. Činitel odrazu stoupl přibližně 0,5 dB.



Obr. 25 Průběhy S_{11} a S_{21} DGS tvaru „I“

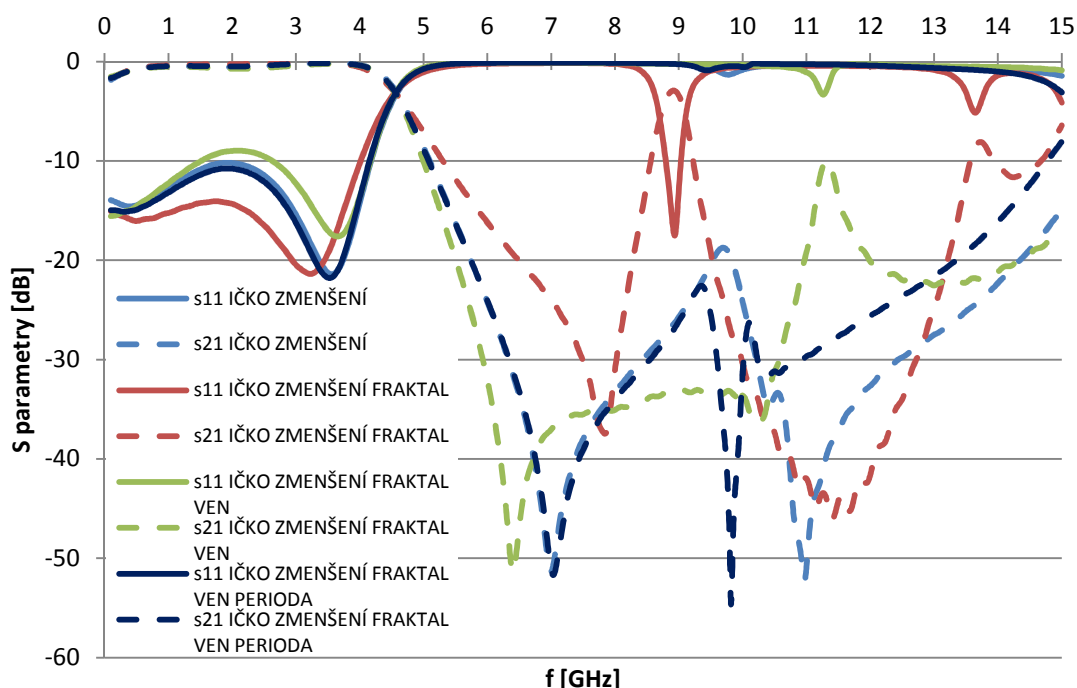
Obdobně jako u čtvercového DGS i u všech DGS tvaru „I“ byla vyzkoušena modifikace pomocí zmenšování podle funkce $e^{1/n}$. Příklad postupně se zmenšujících DGS tvaru písmene „I“ s fraktály směrem ven je na obr. 26. U zmenšujících se DGS „I“ došlo oproti variantě s klasickým „I“ ke zlepšení vložných ztrát v propustném pásmu o více než 1,6 dB, činitel odrazu se zlepšil o 5,7 dB a potlačení v zádržném pásmu stoupl o přibližně 13,7 dB. V případě zmenšujících se „I“ s fraktály směřujícími dovnitř se simulací prokázalo vylepšení vložných ztrát vůči klasickým „I“ s fraktály směřujícími dovnitř o cca 0,8 dB, činitel odrazu klesl 6,9 dB a maximální útlum v nepropustném pásmu klesl o cca 4 dB na hodnotu 37,47 dB. Ke zlepšení vložných ztrát došlo i při porovnání průběhů zmenšujících se „I“ s fraktály směřujícími ven vůči klasickým „I“ s fraktály směřujícími ven, kde tento rozdíl činil 1,9 dB. Činitel odrazu klesl o přibližně 5 dB a úroveň přenosu v zádržném pásmu se snížila o více než 10,5 dB z -40,77 dB na -51,28 dB.



Obr. 26 Postupně se zmenšující DGS tvaru písmene „I“ s fraktály směrem ven

Vzhledem k tomu, že doposud byla perioda u všech modifikací DGS tvaru „I“ rovna dvojnásobku strany čtverce a , byla provedena ještě jedna simulace zmenšujících se „I“ s fraktály směřujícími ven s periodou opakování d rovnou $\lambda/2$. Ze simulace byly zjištěny vložné ztráty nejhůře 0,5 dB, činitel odrazu se pohyboval maximálně kolem hodnoty -10,77 dB a charakteristika přenosu v zádržném pásmu klesá

k úrovni $-51,68$ dB. Výsledky simulací všech modifikací zmenšujícího se „I“ jsou uvedeny na obr. 27.

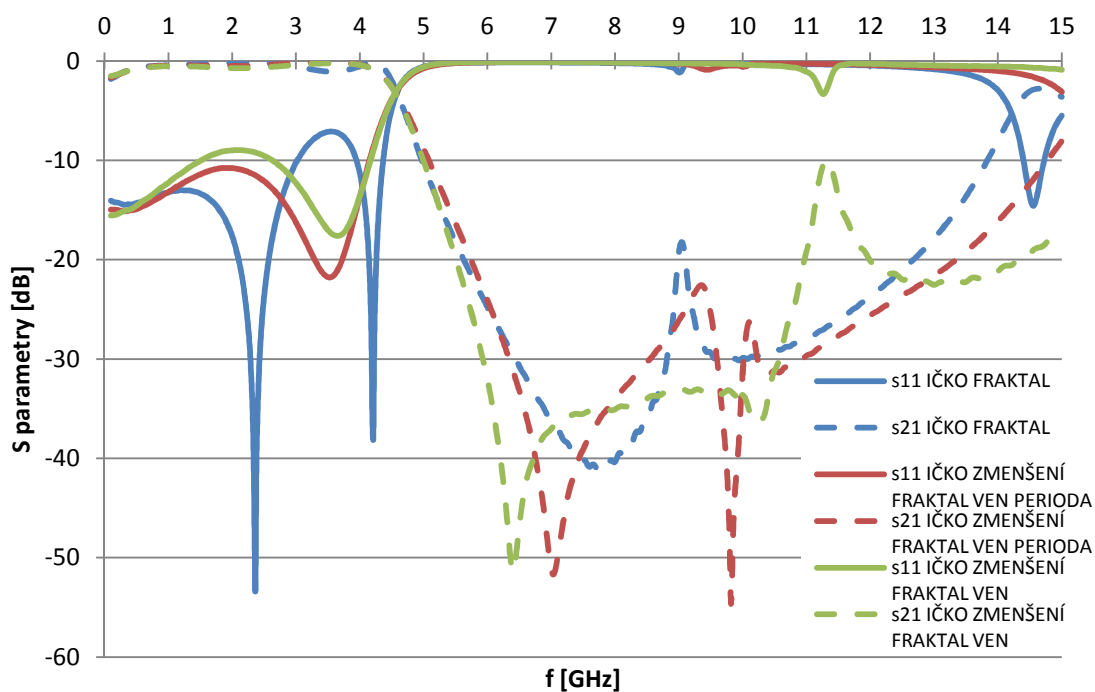


Obr. 27 Průběhy S_{11} a S_{21} zmenšujícího se DGS tvaru „I“

Jak je z výše uvedeného zřejmé, výsledky simulací narušené zemní plochy motivy „I“ jsou o poznání lepší, než hodnoty při narušené zemní ploše „čtverci“. Jako nejlepší možnost narušené zemní plochy bylo zvoleno zmenšující se „I“ s fraktály směřujícími směrem ven a s periodou opakování d rovnou $\lambda/2$. Dané řešení bylo vybráno jako nejlepší kompromis mezi vložnými ztrátami, přizpůsobením, strmostí přenosové charakteristiky a potlačením v zádržném pásmu, jak je vidět na obr. 28 a tab. 7. Parametry vybraného filtru jsou srovnatelné s hodnotami uvedenými v [2].

Tab. 7 Srovnání nejlepších výsledků DGS filtrů

	Fraktální „I“	Zmenšující se fraktální „I“	Zmenšující se fraktální „I“ s periodou
Max. S_{11} [dB]	-7,161	-8,979	-11,250
Vložné ztráty [dB]	1,027	0,737	0,427
Pokles o 3 dB [GHz]	4,585	4,540	4,571
Sklon S_{21} [dB/GHz]	14,350	21,970	15,485
Přenos pod -20 dB [GHz]	3,308	5,453	7,413
Přenos pod -40 dB [GHz]	0,656	0,518	0,661
Max. potlačení S_{21} [dB]	41,550	51,360	51,490
Potlačení na kmitočtu [GHz]	7,803	6,403	6,984



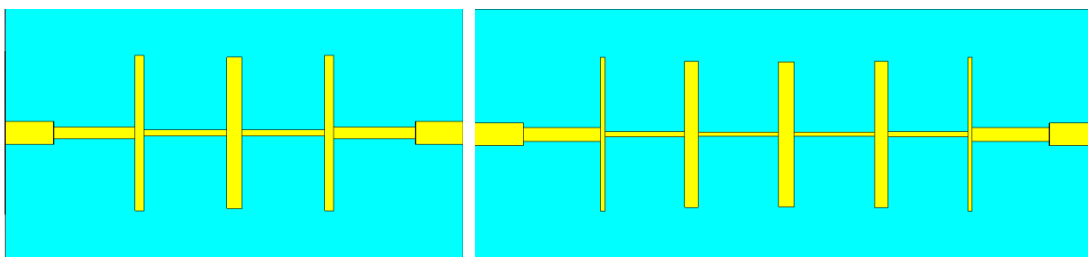
Obr. 28 Průběhy S_{11} a S_{21} nejlepších průběhů DGS

4. Návrh konvenčních filtrů

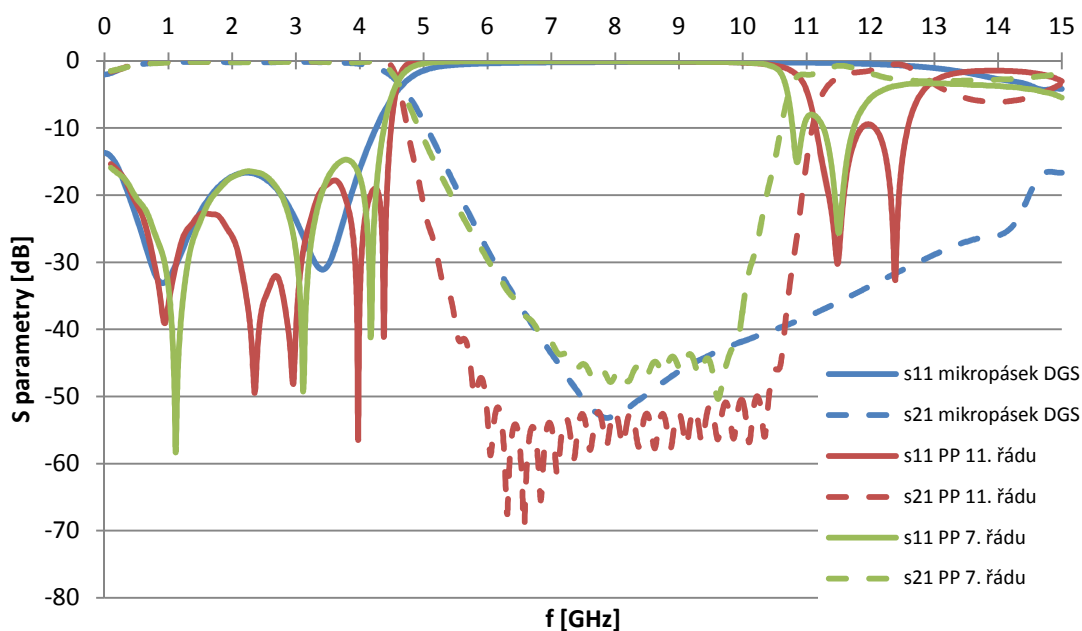
Pro návrh konvenčních filtrů byl zvolen filtr s paralelními pahýly (PP) uvedený v literatuře [10]. Konvenční filtry byly navrženy v programu Ansoft Designer, v němž byl vybrán filtr typu dolní propust tvořený paralelními pahýly s Čebyševovou aproximací, která je v propustném pásmu zvlněná, v nepropustném pásmu má velké potlačení přenosu a je jednou z aproximací s nejstrmějším přechodem mezi propustným a nepropustným pásmem. Pro simulování bude opět uvažován substrát Arlon 25N s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,38$ a tloušťkou $h = 0,762$ mm.

4.1 Konvenční filtr na kmitočtu mikropáskového fraktálního filtru na DGS

Při vyhodnocování navrženého filtru s paralelními pahýly sedmého řádu (obr. 29 vlevo, o rozměrech 36 x 20 mm) bylo simulací zjištěno, že strmota přenosové charakteristiky i průběh činitele odrazu přibližně odpovídají průběhům mikropáskové fraktální dolní propusti na substrátu s porušenou zemí, ale maximální potlačení v zádržném pásmu je asi o 5,5 dB horší (viz obr. 30). Daný nedostatek řeší navýšení řádu konvenčního filtru ze sedmého na jedenáctý (obr. 29 vpravo, o rozměrech 50 x 30 mm), u něhož simulované průběhy vykazují výrazné zlepšení přizpůsobení, strmoty přenosové charakteristiky a potlačení v zádržném pásmu oproti průběhům uvedeným v [2].



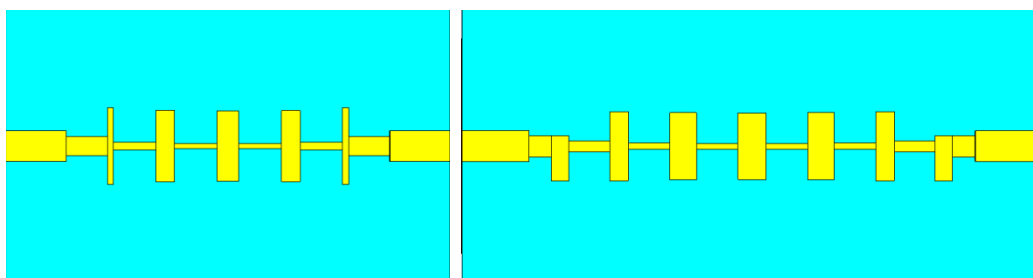
Obr. 29 Konvenční filtr sedmého řádu (vlevo) a jedenáctého řádu (vpravo)



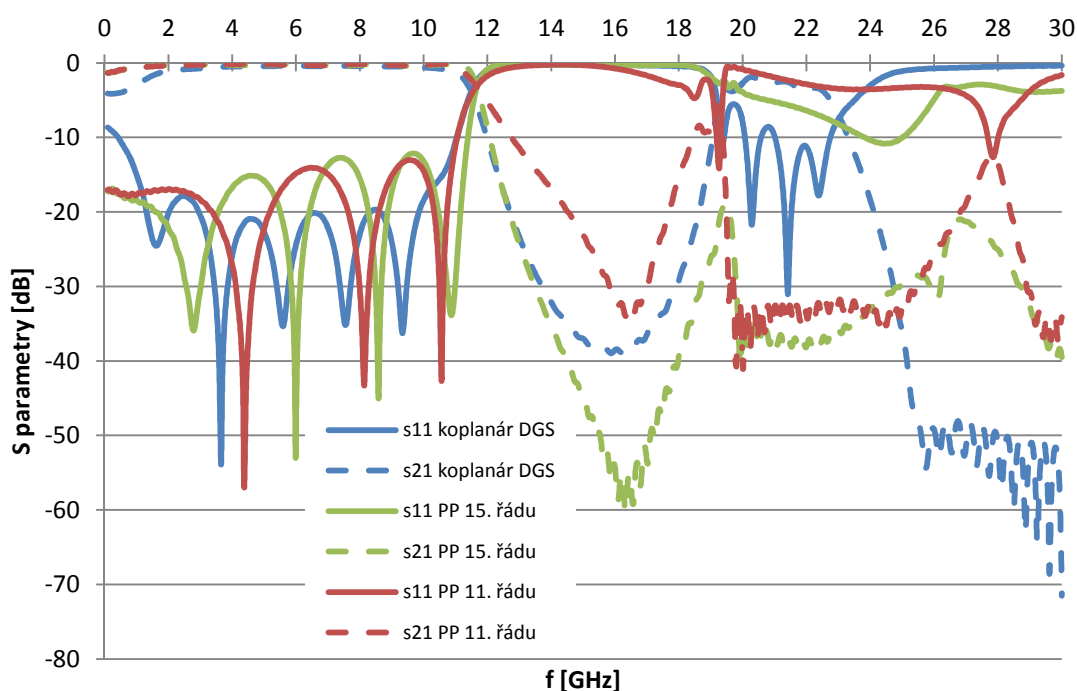
Obr. 30 Porovnání průběhů konvenčního filtru a mikropáskové fraktální DP na DGS

4.2 Konvenční filtr na kmitočtu koplanárního fraktálního filtru na DGS

Pro návrh konvenčního filtru na kmitočtu koplanárního fraktálního filtru na DGS byla použita struktura s paralelními pahýly jedenáctého řádu přepočítaná na požadovaný kmitočet (obr. 31 vlevo, o rozměrech 26 x 16 mm). Ze simulovaných průběhů uvedených na obr. 32 je patrné, že navržený filtr jedenáctého řádu nevyhovuje parametrům koplanárního fraktálního filtru na DGS. Z těchto důvodů byl použit návrh filtru patnáctého řádu (obr. 31 vpravo, o rozměrech 34 x 16 mm), který je již strmostí přenosové charakteristiky srovnatelný s filtrem uvedeným v [4] a potlačení v zádržném pásmu je dokonce lepší o více než 20 dB. Oproti filtru jedenáctého řádu došlo k vylepšení průběhu činitele odrazu, jenž je ovšem stále o přibližně 4 dB horší než hodnota získaná simulací koplanárního fraktálního filtru na DGS. Dané přizpůsobení v nejhorsím případě činí -12,16 dB, což je stále přijatelná hodnota.



Obr. 31 Konvenční filtr jedenáctého řádu (vlevo) a patnáctého řádu (vpravo)



Obr. 32 Porovnání průběhů konvenčních filtrů a koplanárního fraktálního filtru na DGS

4.3 Kombinace konvenčního filtru s DGS

Pro kombinaci konvenčního filtru s DGS byl zvolen filtr jedenáctého řádu s paralelními pahýly (podkapitola 4.1), doplněný o zmenšující se DGS fraktály směřujícími ven (podkapitola 3.2). Zmenšující se DGS bylo realizováno pomocí normovaných Čebyševových koeficientů uvedených v tab. 8 a modifikováno na sudý počet elementů, jak

je patrné z obr. 33. Normované Čebyševovy koeficienty pro 5 až 9 elementů byly určeny jako extrémy Čebyševových polynomů prvního druhu uvedených ve vztazích (9) až (13) převzatých z [11]. Kombinace konvenčního filtru s DGS byla vytvořena přeložením jednotlivých filtrů přes sebe (viz obr. 33).

$$T_5(x) = 16 \cdot x^5 - 20 \cdot x^3 + 5 \cdot x \quad (9)$$

$$T_6(x) = 32 \cdot x^6 - 48 \cdot x^4 + 18 \cdot x^2 - 1 \quad (10)$$

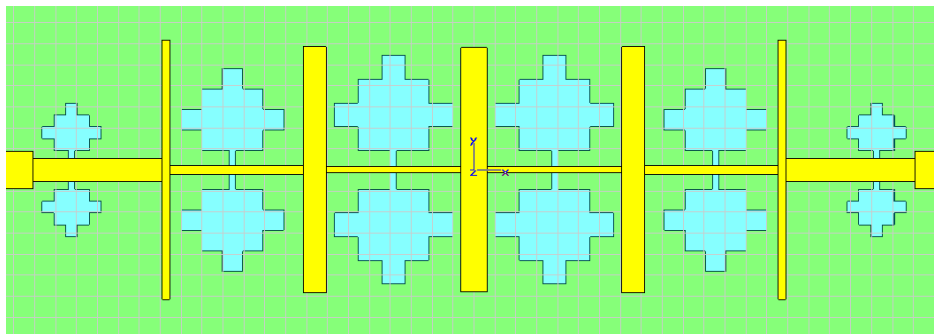
$$T_7(x) = 64 \cdot x^7 - 112 \cdot x^5 + 56 \cdot x^3 - 7 \cdot x \quad (11)$$

$$T_8(x) = 128 \cdot x^8 - 256 \cdot x^6 + 160 \cdot x^4 - 32 \cdot x^2 + 1 \quad (12)$$

$$T_9(x) = 256 \cdot x^9 - 576 \cdot x^7 + 432 \cdot x^5 - 120 \cdot x^3 + 9 \cdot x \quad (13)$$

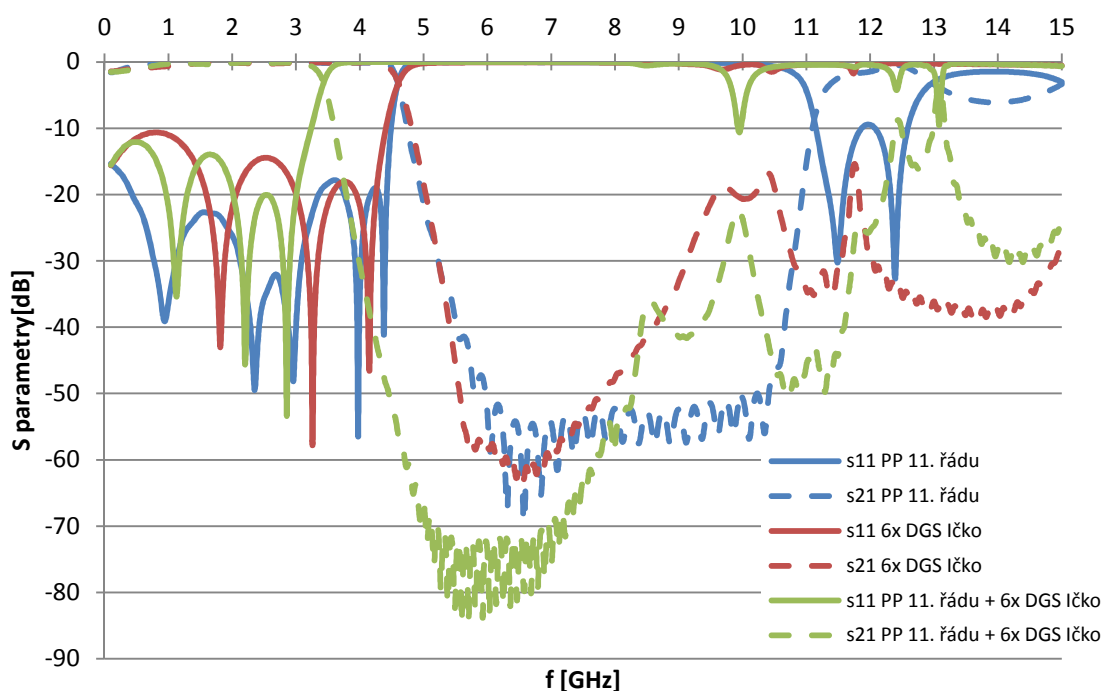
Tab. 8 Normované Čebyševovy koeficienty v závislosti na počtu elementů

Počet elementů	Čebyševovy koeficienty
5	0,308; 0,808; 1,000; 0,808; 0,308
6	0,501; 0,866; 1,000; 1,000; 0,866; 0,501
7	0,222; 0,624; 0,901; 1,000; 0,901; 0,624; 0,222
8	0,383; 0,707; 0,924; 1,000; 1,000; 0,924; 0,707; 0,383
9	0,173; 0,500; 0,766; 0,940; 1,000; 0,940; 0,766; 0,500; 0,173



Obr. 33 Kombinace konvenčního filtru s DGS

Oba dva filtry zvlášť jsou naladěny na mezní kmitočet 4,6 GHz, strmost přenosové charakteristiky u DGS činí přibližně 49,8 dB/GHz, v případě filtru s paralelními pahýly se strmost rovná 38,6 dB/GHz. Maximální zvlnění v propustném pásmu u filtru s paralelními pahýly dosahuje hodnoty 0,15 dB a činitel odrazu je -17,8 dB. U DGS filtru bylo maximální zvlnění v propustném pásmu na úrovni 0,34 dB a činitel odrazu dosahoval -10,61 dB. Po sloučení obou dvou filtrů (viz obr. 33) došlo k posunutí mezního kmitočtu směrem k nižším frekvencím na 3,43 GHz při zachování strmosti přenosové charakteristiky, která nyní činí 47,03 dB/GHz. Zvlnění v propustném pásmu dosahuje maximálně 0,31 dB a činitel odrazu je -13,95 dB. Průběhy činitele přenosu a odrazu filtru s paralelními pahýly, filtru s DGS a kombinace obou jsou uvedeny na obr. 34.

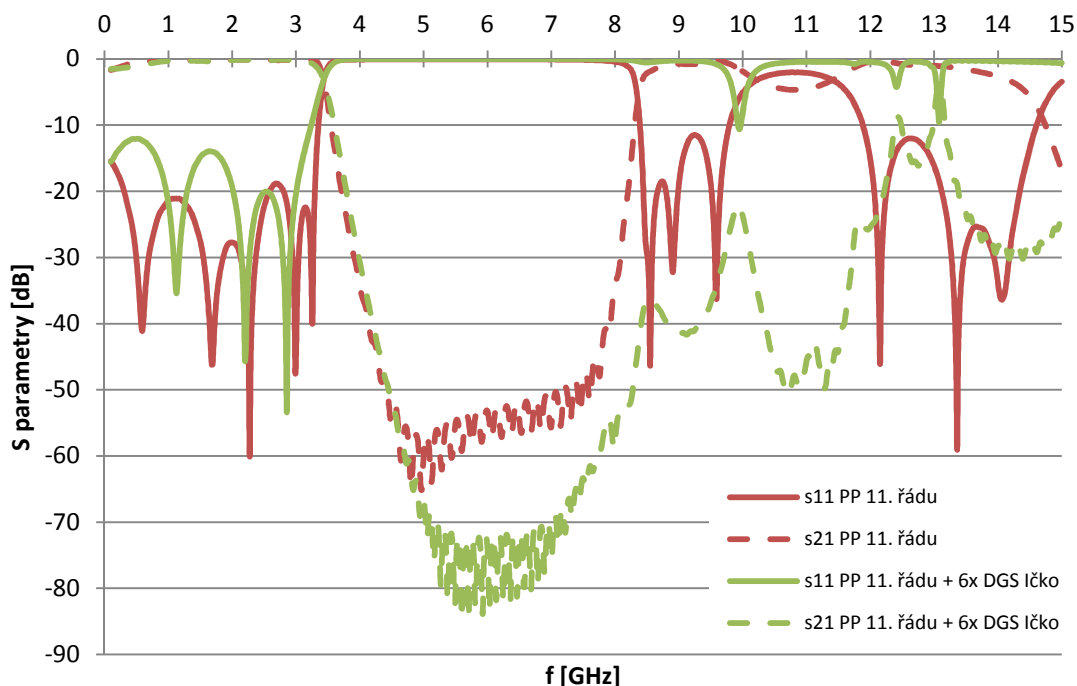


Obr. 34 Průběhy S_{11} a S_{21} filtru s paralelními pahýly, filtru s DGS a kombinace obou

Při porovnání simulací nově vytvořeného filtru s paralelními pahýly a DGS s konvenčním filtrem s paralelními pahýly jedenáctého řádu naladěný rovněž na mezní kmitočet 3,43 GHz (viz obr. 35 a tab. 9) bylo zjištěno, že strmost přenosové charakteristiky filtru s paralelními pahýly a DGS je přibližně o 0,8 dB/GHz horší než u konvenčního filtru. V porovnání zvlnění v propustném pásmu je o 0,14 dB lepší konvenční filtr, potlačení v pásmu zádržném vychází o necelých 13 dB ve prospěch filtru s paralelními pahýly a DGS. Při porovnání přizpůsobení dosahuje lepších výsledků filtr s paralelními pahýly, a to o 4,85 dB. Hlavní výhodou filtru s paralelními pahýly a DGS oproti konvenčnímu filtru jsou kompaktnější rozměry. Zatímco pro konvenční filtr bez 50 Ω úseků vedení je zapotřebí substrát délky 5,44 cm, u filtru s paralelními pahýly a DGS postačí substrát dlouhý 4,22 cm. Z výše uvedeného vyplývá, že při naladění obou filtrů na mezní kmitočet 3,43 GHz, představuje použití filtru s paralelními pahýly a DGS téměř 22,43% úsporu potřebného materiálu pro filtr.

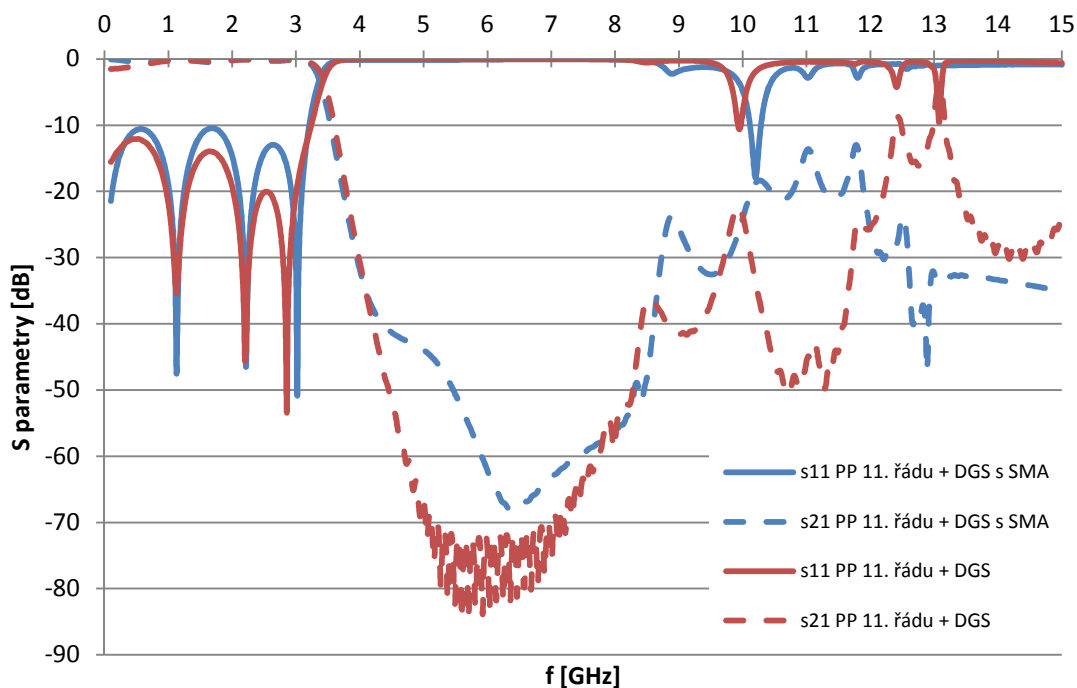
Tab. 9 Srovnání konvenčního filtru a konvenčního filtru s DGS

	Filtr s PP 11. řádu	Filtr s PP 11. řádu a DGS
Max. S_{11} [dB]	-18,800	-13,950
Vložné ztráty [dB]	0,172	0,310
Pokles o 3 dB [GHz]	3,430	3,430
Sklon S_{21} [dB/GHz]	47,838	47,025
Přenos pod -20 dB [GHz]	4,485	8,419
Přenos pod -40 dB [GHz]	3,788	4,193
Max. potlačení S_{21} [dB]	59,630	72,600
Potlačení na kmitočtu [GHz]	4,928	5,553



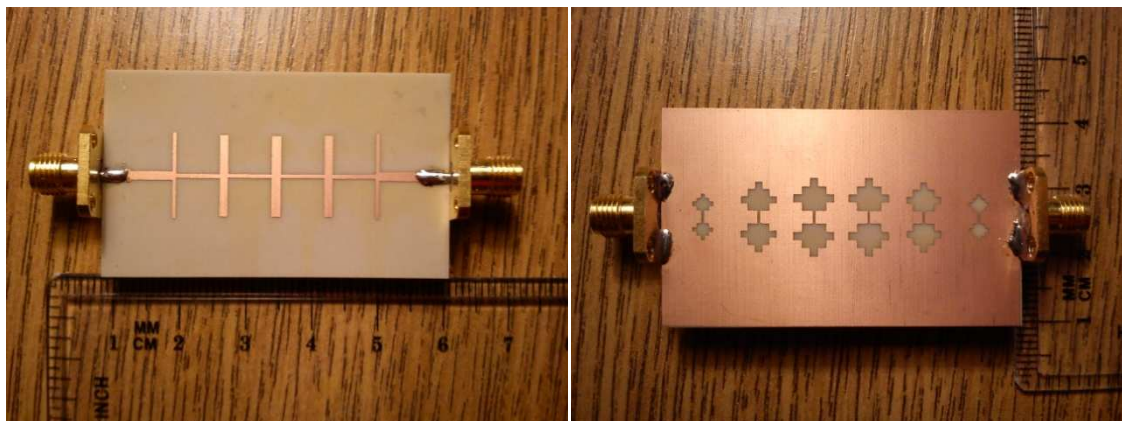
Obr. 35 Porovnání konvenčního filtru a filtru s paralelními pahýly a DGS

Při porovnání S parametrů uvedených na obr. 36 je patrná degradace průběhu přenosu a přizpůsobení filtru doplněného o dva SMA konektory oproti filtru simulovaného pouze s vlnovodnými porty. Přidáním SMA konektorů byl mezní kmitočet posměněn pouze nepatrně, a to z původních 3,430 GHz na současných 3,355 GHz. Vložné ztráty vykazovaly obdobně malé změny. Největší zhoršení průběhů s SMA konektory bylo odečteno z přizpůsobení, jenž se vůči charakteristice bez SMA konektorů de-gradovalo z původních -13,97 dB na současných -10,65 dB. Přenosová charakteristika s SMA konektory doznala zhoršení strmosti o 3,34 dB/GHz, oproti průběhu s vlnovod-nými porty, a pod úrovní -40 dB je patrný zlom průběhu přenosu. Tento zlom vzhledem ke své úrovni může být považován jako bezvýznamný. Ke zhoršení došlo i u hodnoty maximálního potlačení v zádržném pásmu, která je nově na úrovni -68,54 dB, což představuje zhoršení o 4,06 dB. Maximální potlačení v zádržném pásmu bylo vůči filtru s vlnovodnými porty posunuto o 0,85 GHz směrem k vyšším kmitočtům.

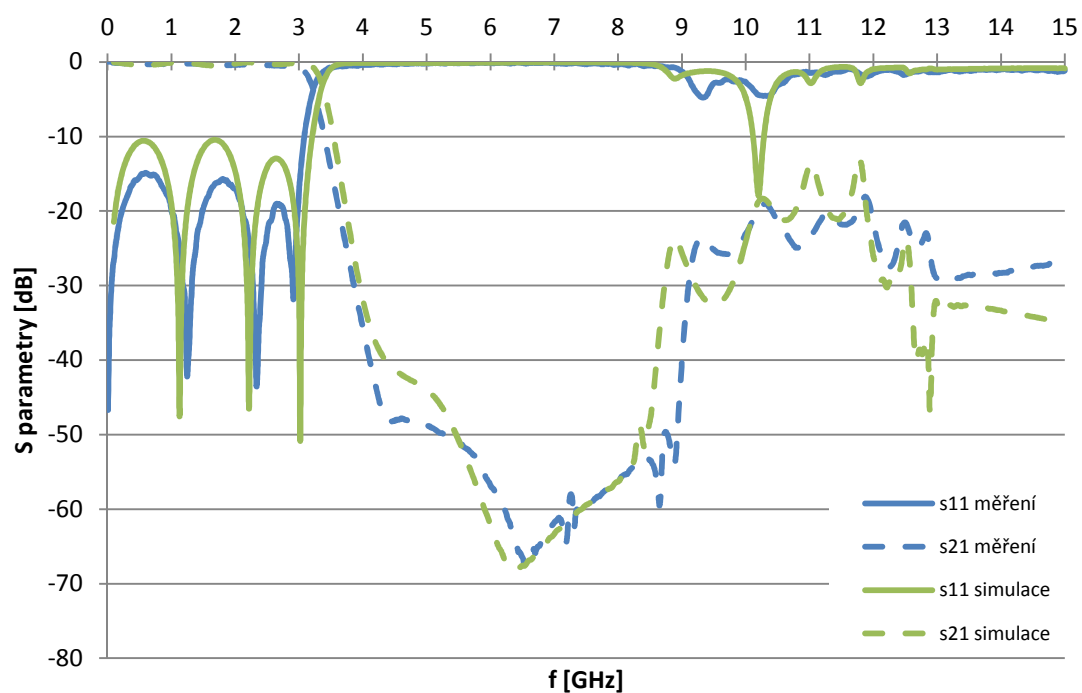


Obr. 36 Porovnání průběhů filtru s paralelními pahýly a DGS s a bez SMA konektorů

Ze srovnání charakteristik uvedených na obr. 38 je patrné, že mezní kmitočet realizovaného filtru je oproti simulacím posunut o 160 MHz směrem k nižším frekvencím na hodnotu 3,195 GHz. Naměřené vložné ztráty jsou takřka totožné se simulovanými hodnotami (naměřené ani simulované hodnoty neklesají pod $-0,5$ dB). Měřením odečtená úroveň přizpůsobení je dokonce o 4,41 dB lepší než výsledky simulací. Z naměřené charakteristiky přenosu byla odečtena strmost 43,206 dB/GHz, jenž je vzhledem k simulacím o pouhých 0,479 dB/GHz horší. Přenosová charakteristika vykazuje podobný zlom průběhu mezi propustným a nepropustným pásmem, jenž je ale o necelých 10 dB níže než v případě simulací. Maximální potlačení v zádržném pásmu 67,33 dB bylo odečteno na kmitočtu 6,53 GHz. Ve srovnání se simulací je maximální potlačení horší o 1,21 dB a o 127 MHz posunuté k vyšším kmitočtům. Z výše sepsaného a z obr. 38 je zřejmé, že simulované průběhy filtru s paralelními pahýly a DGS s SMA konektory jsou v dobré shodě s měřením. Fotografie strany TOP a BOTTOM vyrobeného filtru jsou uvedeny na obr. 37.



Obr. 37 Strana TOP vyrobeného filtru vlevo a BOTTOM vpravo



Obr. 38 Porovnání simulovaných a naměřených průběhů filtru s paralelními pahýly a DGS

Shrnutí třetí a čtvrté kapitoly

Třetí část této práce byla věnována porovnání mikropáskového vedení s různě narušenou zemní plochou (DGS). Při porovnání byly brány v úvahu dva základní tvary DGS, a to čtvercové DGS a DGS tvaru písmena „I“. U obou tvarů byly srovnány výsledky simulací s odlišnou metodou tvorby fraktálu první iterace (fraktál směřuje ven nebo dovnitř základního tvaru). Dále byla zkoumána závislost postupného zmenšování tvarů narušené zemní plochy. Jak je patrné z kapitoly 3, u obou tvarů bylo dosaženo nejlepších výsledků strmosti přenosové charakteristiky a maximálního potlačení v zádržném pásmu při použití fraktálů směřujících směrem ven a při současném zmenšování tvarů DGS. Jak je z téže kapitoly zřejmé, výsledky simulací DGS písmene „I“ vykazují o poznání lepší výsledky, než hodnoty čtvercových DGS. Jako nejlepší možnost narušené zemní plochy bylo zvoleno zmenšující se „I“ s fraktály směřujícími směrem ven a s periodou opakování d rovnou $\lambda/2$. Dané řešení bylo vybráno jako nejlepší kompromis mezi vložnými ztrátami, přizpůsobením, strmostí přenosové charakteristiky a potlačením v zádržném pásmu.

Čtvrtá část diplomové práce byla zaměřena na porovnání ověřovaných filtrů s filtry konvenčními. Při porovnání mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS s konvenčním filtrem s paralelními pahýly 7. řádu bylo zjištěno, že navržený konvenční filtr má přibližně vyhovující parametry činitele odrazu a strmosti přenosové charakteristiky, ale o zhruba 5,5 dB nevyhovuje maximální potlačení v zádržném pásmu. Pro splnění tohoto kritéria bylo zapotřebí navýšit řád filtru na jedenáct.

Z porovnávání koplanárního fraktálního filtru na DGS s konvenčním filtrem 11. řádu vyplynulo, že jedenáctý řád konvenčního filtru absolutně nevyhovuje průběhům koplanárního fraktálního filtru na DGS. Konvenční filtr 15. řádu splňuje podmínku na strmost přenosové charakteristiky. Maximální potlačení v zádržném pásmu je dokonce o přibližně 20 dB lepší než u koplanárního fraktálního filtru na DGS, ale na druhou stranu se přizpůsobení zhoršilo o 6 dB.

Čtvrtá kapitola byla také věnována kombinaci konvenčního filtru s paralelními pahýly 11. řádu se zmenšujícími se fraktálními DGS tvaru písmene „I“. Simulace ukázaly, že nově vytvořený filtr přináší 22,43% úsporu potřebného materiálu pro výrobu oproti klasickému konvenčnímu filtru 11. řádu. Tento filtr byl experimentálně ověřen, jak je patrné z obr. 38 a tab. 10 naměřené hodnoty jsou v dobré shodě se simulací.

Tab. 10 Porovnání simulovaných a naměřených hodnot filtru s paralelními pahýly a DGS

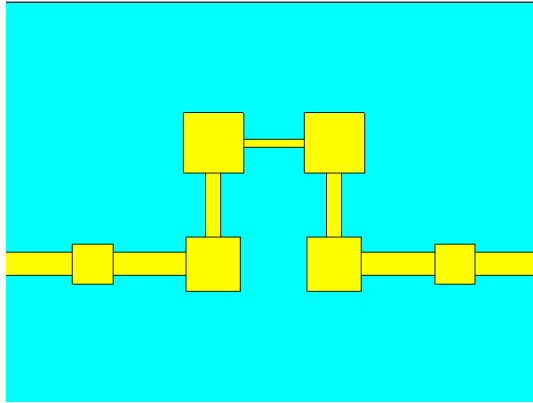
	Simulace	Měření
Max. S_{11} [dB]	-10,650	-15,060
Vložné ztráty [dB]	0,423	0,439
Pokles o 3 dB [GHz]	3,355	3,195
Sklon S_{21} [dB/GHz]	43,685	43,206
Přenos pod -20 dB [GHz]	7,265	6,558
Přenos pod -40 dB [GHz]	4,276	4,890
Max. potlačení S_{21} [dB]	68,540	67,330
Potlačení na kmitočtu [GHz]	6,403	6,530

5. Přepočet filtrů z kapitoly 2 na substrát Arlon 25N

Tato kapitola bude zaměřena na přepočet mikropáskové fraktální dolní propusti a koplanárního fraktálního filtru na substrátech s porušenou zemí. V kapitole 2 byly oba filtry simulovány na substrátech uvedených v literatuře. Nyní je přepočteme na substrát Arlon 25N s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,38$ a výškou $h = 0,762$ mm.

5.1 Přepočet mikropáskové fraktální DP na DGS na Arlon 25N

Pro přepočet fraktální dolní propusti na substrát Arlon 25N (viz obr. 39) bude nejdříve nutné vypočítat efektivní permitivitu ϵ_{efr} pro hodnoty uvedené v [2] (relativní permitivita $\epsilon_r = 2,65$, výška substrátu $h = 0,8$ mm a šířka mikropásku $w = 2,2$ mm) podle vztahu (14) převzatého z [13].



Obr. 39 Fraktální dolní propust na substrátu Arlon 25N

$$\epsilon_{efr} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{\ln \left[6,28 \cdot \left(\frac{w}{2 \cdot h} + 0,85 \right) \right]}{\frac{w}{h} + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left[17,08 \cdot \left(\frac{w}{2 \cdot h} + 0,85 \right) \right]} \quad (14)$$

Po dosazení hodnot do vztahu (14) dostaneme

$$\epsilon_{efr} = 2,65 - \frac{2,65 - 1}{2} \cdot \frac{\ln \left[6,28 \cdot \left(\frac{2,2 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}} + 0,85 \right) \right]}{\frac{2,2 \cdot 10^{-3}}{0,8 \cdot 10^{-3}} + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left[17,08 \cdot \left(\frac{2,2 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,8 \cdot 10^{-3}} + 0,85 \right) \right]} = \underline{\underline{2,221}}.$$

Nyní již můžeme vypočítat frekvenci podle vztahu (15) převzatého z [13], pro kterou byl filtr navržen v [2]

$$f = \frac{c}{\lambda \cdot \sqrt{\epsilon_{efr}}}, \quad (15)$$

kde c představuje rychlost světla a λ vlnovou délku, která se v tomto případě rovná $2d$ a d je 10 mm. Po dosazení do rovnice (15) obdržíme požadovanou frekvenci

$$f = \frac{c}{\lambda \cdot \sqrt{\epsilon_{efr}}} = \frac{c}{2 \cdot d \cdot \sqrt{\epsilon_{efr}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{2,221}} = \underline{\underline{10,066 [GHz]}}.$$

V případě, že již známe frekvenci potřebnou pro přepočet filtru na substrát Arlon 25N, můžeme pomocí vztahu (16) převzatého z [13] vypočítat šířku mikropásku pro případ charakteristické impedance $Z_0 = 50 \Omega$ a materiál Arlon 25N s relativní permitivitou $\varepsilon_r = 3,38$ a výškou substrátu $h = 0,762$ mm.

$$w = h \cdot \left[\frac{120 \cdot \pi}{Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\varepsilon_r - 1}{3,7 \cdot \varepsilon_r} \right) \cdot \ln \left(\frac{120 \cdot \pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r} \right) \right] \quad (16)$$

Po dosazení výše uvedených hodnot obdržíme požadovanou šířku pásku w odpovídající charakteristické impedanci $Z_0 = 50 \Omega$ a materiálu Arlon 25N

$$w = 0,762 \cdot 10^{-3} \cdot \left[\frac{120 \cdot \pi}{50 \cdot \sqrt{3,38}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{3,38 - 1}{3,7 \cdot 3,38} \right) \cdot \ln \left(\frac{120 \cdot \pi^2}{50 \cdot \sqrt{3,38}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{3,38 - 1}{3,38} \right) \right] = \underline{\underline{1,920[mm]}}.$$

Z vypočtené šířky mikropásku a známých parametrů materiálu můžeme pomocí vztahu (14) vypočítat efektivní permitivitu ε_{efr}

$$\varepsilon_{efr} = 3,38 - \frac{3,38 - 1}{2} \cdot \frac{\ln \left[6,28 \cdot \left(\frac{1,92 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,762 \cdot 10^{-3}} + 0,85 \right) \right]}{\frac{1,92 \cdot 10^{-3}}{0,762 \cdot 10^{-3}} + \frac{2}{\pi} \cdot \ln \left[17,08 \cdot \left(\frac{1,92 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 0,762 \cdot 10^{-3}} + 0,85 \right) \right]} = \underline{\underline{2,740}},$$

a posléze vlnovou délku podle vztahu (15) pro vypočtenou frekvenci $f = 10,066$ GHz a efektivní permitivitu $\varepsilon_{efr} = 2,772$

$$f = \frac{c}{\lambda \cdot \sqrt{\varepsilon_{efr}}} \Rightarrow \lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_{efr}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{10,066 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,772}} = \underline{\underline{18,006[mm]}}.$$

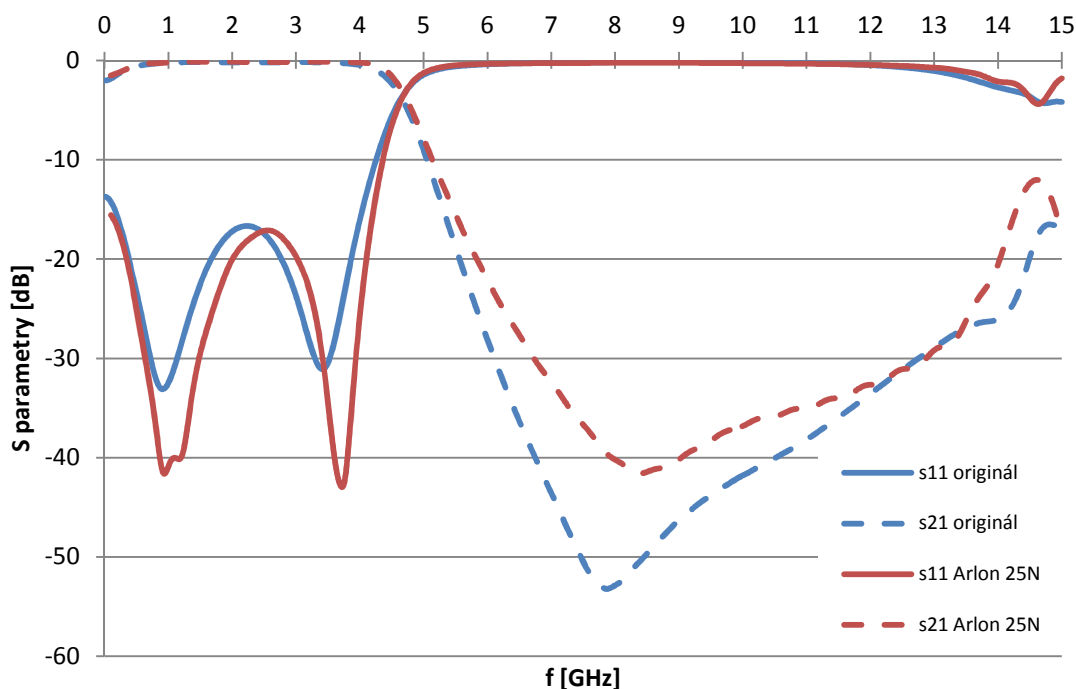
Abychom dodrželi podmínku uvedenou v [2], musí se d opět rovnat polovině vlnové délky λ , čili $d = 9,003$ mm a a se rovná polovině parametru d . Nyní již můžeme s použitím tab. 1 dopočítat zbylé rozměry přepočítaného filtru na substrát Arlon 25N (výsledné hodnoty jsou uvedeny v tab. 11).

Tab. 11 Rozměry parametrů přepočítaného mikropáskového fraktálního filtru na DGS

Parametr	Rozměr [mm]	Parametr	Rozměr [mm]
a	4,50	e₂	3,29
a₁	4,50	e₃	1,76
a₂	3,60	w	1,92
a₃	1,76	w₁	1,71
d	9,00	w₂	1,21
e₁	4,50	w₃	0,71

Výsledné průběhy S_{11} a S_{21} přepočítaného filtru na substrát Arlon 25N jsou konfrontovány s charakteristikami S_{11} a S_{21} originálního filtru na obr. 40. Z porovnání grafů je zřejmé, že oba filtry jsou naladěny na shodný kmitočet, ale maximální potlačení v zádržném pásmu a strmost přenosové charakteristiky mezi propustným a zádržným pásmem přepočítaného filtru zaostává za průběhy filtru původního. Dalším nedostatkem

přepočítaného filtru je jeho vstupní a výstupní impedance, která není 50 Ω , ale 46,82 Ω . Z těchto důvodů budou rozměry přepočítaného filtru optimalizovány v programu CST Microwave Studio s cílem optimální shody průběhů obou filtrů.

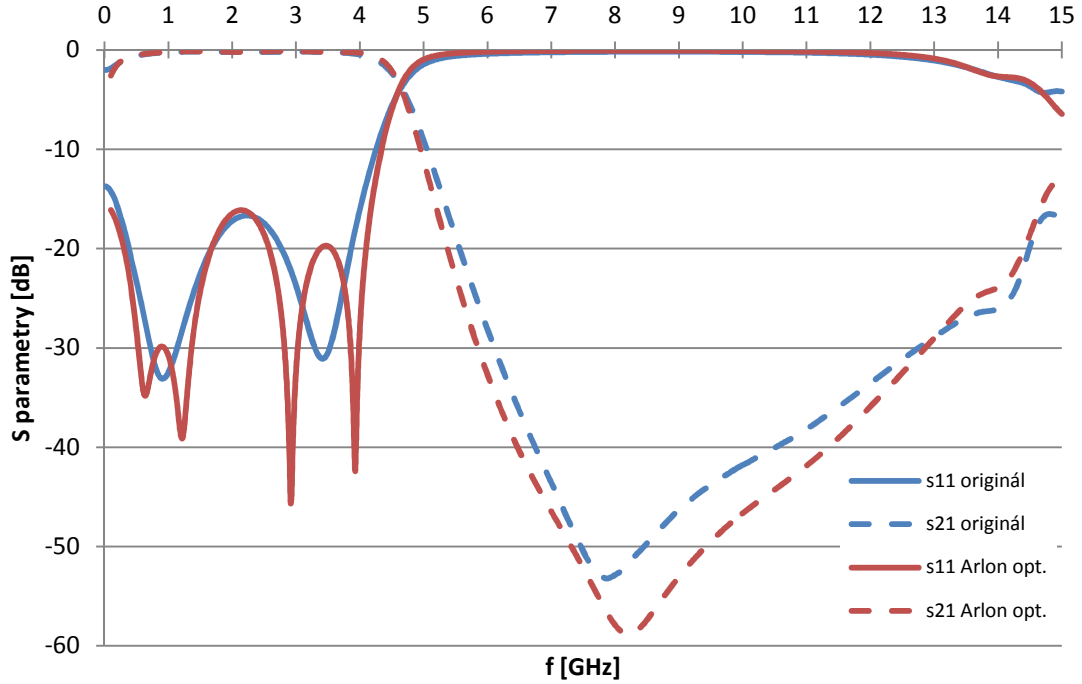


Obr. 40 Porovnání průběhů originálního filtru s filtrem přepočítaným na Arlon 25N

Parametry optimalizovaného filtru na materiálu Arlon 25N jsou uvedeny v tab. 12. Z obr. 41 je patrné, že po optimalizaci v programu CST Microwave Studio jsou vlastnosti filtru navrženého na materiálu Arlon 25N totožné a v některých případech dokonce lepší než výsledky originálního filtru uvedeného v [2]. V porovnání přizpůsobení dosahují oba filtry téměř identické maximální hodnoty. Maximální potlačení v zádržném pásmu je u optimalizovaného filtru lepší o 5,61 dB a sklon přenosové charakteristiky dosahuje lepší hodnoty o 2,5 dB/GHz oproti filtru původnímu. Vstupní impedance optimalizovaného filtru nyní činí 50,10 Ω .

Tab. 12 Rozměry parametrů optimalizovaného mikropáskového fraktálního filtru na DGS

Parametr	Rozměr [mm]	Parametr	Rozměr [mm]
a	4,50	e₂	4,08
a₁	4,50	e₃	3,03
a₂	3,37	w	1,72
a₃	3,18	w₁	1,71
d	9,00	w₂	1,08
e₁	4,50	w₃	0,64



Obr. 41 Porovnání průběhů originálního filtru s optimalizovaným filtrem na Arlonu 25N

5.2 Srovnání mikropáskové fraktální DP na DGS s filtrem s paralelními pahýly a DGS

V předchozí kapitole jsme mikropáskovou fraktální dolní propust na DGS přepočítali na materiál Arlon 25N a simulované průběhy přenosu a odrazu porovnali s charakteristikami filtru uvedeného v [2]. Ze srovnání na obr. 41 je patrné, že přepočítaný filtr má ve všech směrech lepší vlastnosti než filtr z [2].

Nyní mikropáskovou fraktální dolní propust na DGS přepočítáme z mezního kmitočtu 4,58 GHz na mezní frekvenci filtru s paralelními pahýly a DGS, jenž je 3,43 GHz. Pro výpočet použijeme vztah (17), kde f_1 představuje mezní kmitočet mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS, f_2 mezní frekvenci filtru s paralelními pahýly a DGS, x_1 rozměr daného segmentu u mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS a x_2 rozměr přepočítaného segmentu pro filtr s paralelními pahýly a DGS.

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{x_2}{x_1} \Rightarrow x_2 = x_1 \cdot \frac{f_1}{f_2} \quad (17)$$

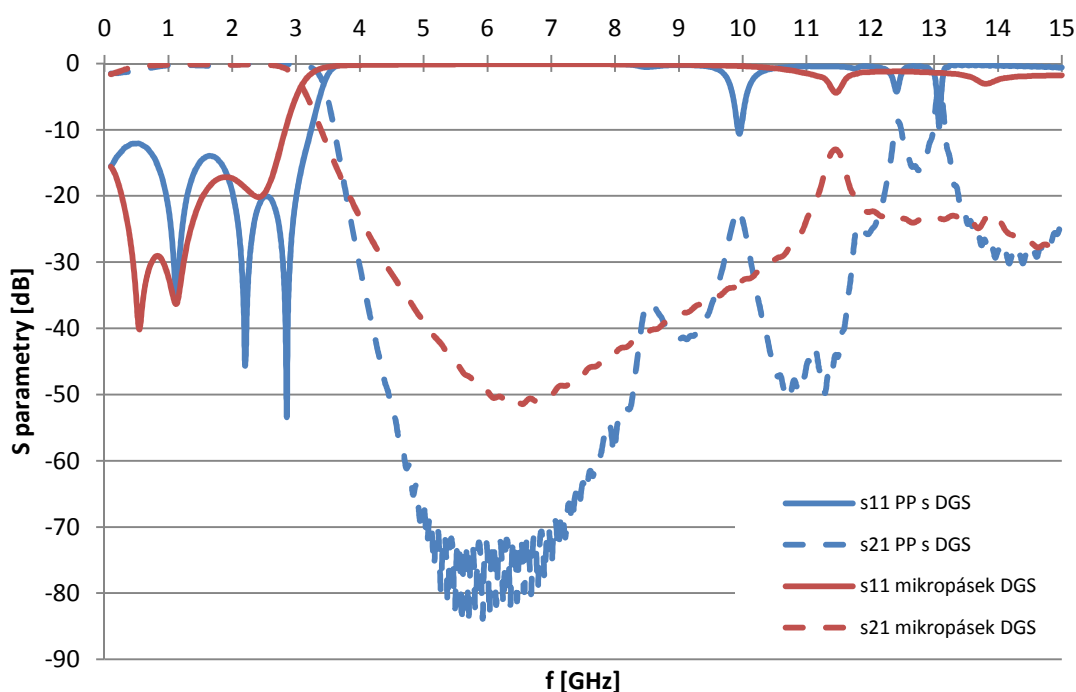
Hodnoty z tab. 11 (Rozměry parametrů přepočítaného mikropáskového fraktálního filtru na DGS) jsme podle vztahu (17) přepočítali na mezní kmitočet 3,43 GHz. Parametry mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS přepočítané na frekvenci 3,43 GHz jsou uvedeny v tab. 13.

Při porovnání přepočteného filtru na substrát Arlon 25N s filtrem s paralelními pahýly a DGS (viz obr. 42) je zřejmé, že mikropásková fraktální dolní propust na DGS je naladěna o 365 MHz na nižší kmitočet, a to na 3,065 GHz. V porovnání maximálního potlačení v zádržném pásmu dosahuje filtr s paralelními pahýly a DGS lepších hodnot o více než 20 dB vůči přepočítanému filtru. Strmost mezi propustným a zádržným pásmem vyznívá opět ve prospěch filtru s paralelními pahýly a DGS. A jeho sklon 47,025 dB/GHz je oproti 15,650 dB/GHz mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS

lepší o 31,375 dB/GHz. Mikropásková fraktální dolní propust na DGS převyšuje filtr s paralelními pahýly a DGS pouze v hodnotě přizpůsobení, jenž je lepší o 3,220 dB.

Tab. 13 Rozměry parametrů mikropáskové fraktální DP na DGS na kmitočet 3,43 GHz

Parametr	Rozměr [mm]	Parametr	Rozměr [mm]
a	6,01	e₂	4,39
a₁	6,01	e₃	2,35
a₂	4,81	w	1,92
a₃	2,35	w₁	1,71
d	12,02	w₂	1,21
e₁	6,01	w₃	0,71



Obr. 42 Charakteristiky filtru s paralelními pahýly a DGS vs. mikropásková fraktál. DP na DGS

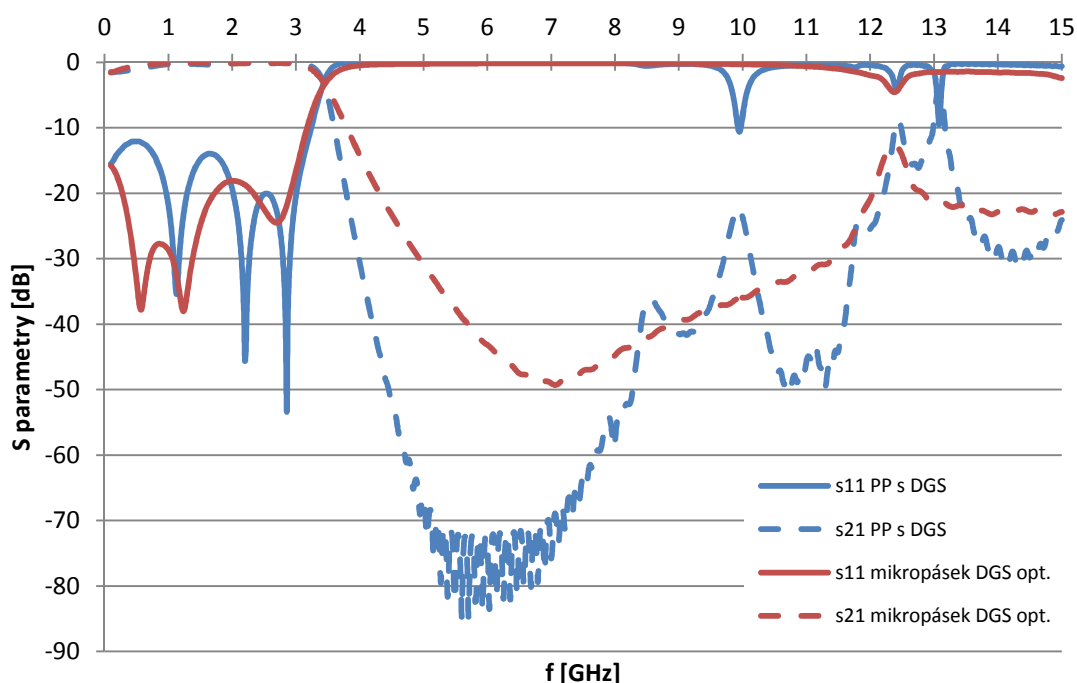
Vzhledem k tomu, že původní přepočtený mikropáskový fraktální dolní propust na DGS byl oproti filtru s paralelními pahýly a DGS frekvenčně posunut o 365 MHz, následovala optimalizace v programu CST Microwave Studio s cílem co možná nejvíce se přiblížit průběhům filtru s paralelními pahýly a DGS. V tab. 14 jsou uvedeny nově optimalizované hodnoty mikropáskové fraktální DP na DGS a na obr. 43 je znázorněno porovnání optimalizovaného filtru s naším filtrem na DGS.

Z průběhů uvedených na obr. 43 je patrné, že oba filtry jsou již naladěny na shodný mezní kmitočet 3,43 GHz. Charakteristiky jednoznačně vypovídají o lepších vlastnostech filtru s paralelními pahýly a DGS oproti mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS. Filtr s paralelními pahýly a DGS vykazuje vyšší útlum v pásmu zádržném o 23,32 dB, strmější přechod mezi propustným a zádržným pásmem o 30,26 dB/GHz, širší pásmo s přenosem pod -20 dB o 694 MHz a šířku pásma

s přenosem pod -40 dB o 975 MHz. Na druhou stranu, filtr s paralelními pahýly a DGS zaostává o 4,14 dB v hodnotě přizpůsobení a o zanedbatelných 0,14 dB ve zvlnění v propustném pásmu.

Tab. 14 Rozměry parametrů optimalizované mikropáskové fraktální DP na DGS; 3,43 GHz

Parametr	Rozměr [mm]	Parametr	Rozměr [mm]
a	5,51	e₂	4,02
a₁	5,51	e₃	2,15
a₂	4,41	w	1,72
a₃	2,15	w₁	1,53
d	11,02	w₂	1,08
e₁	5,51	w₃	0,64



Obr. 43 Charakteristiky filtru s paralelními pahýly a DGS vs. optimalizovaná mikropáskové fraktální DP na DGS

V následujícím kroku byla mikropásková fraktální dolní propust na DGS doplněna o dva SMA konektory, simulována, optimalizována a porovnána s průběhy filtru s paralelními pahýly a DGS také doplněného o SMA konektory. Rozměry parametrů mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS jsou uvedeny v tab. 15 a průběhy srovnávací vlastnosti obou filtrů s SMA konektory jsou uvedeny na obr. 44.

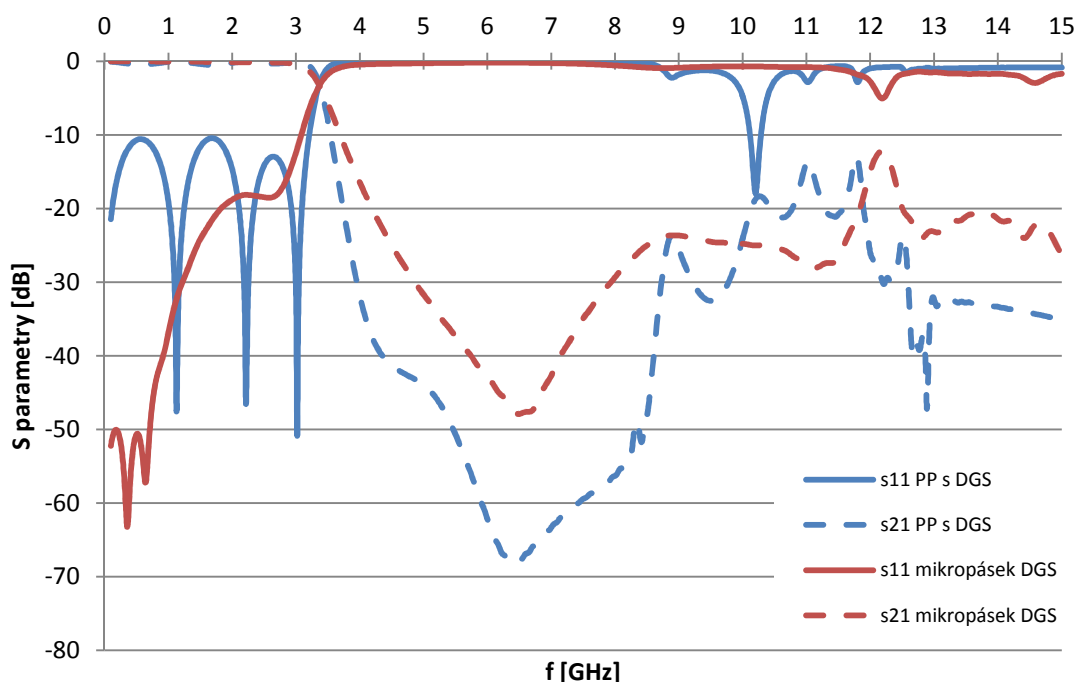
Ze srovnání průběhů charakteristik uvedených na obr. 44 je patrné, že oba filtry s SMA konektory jsou naladěny na mezní kmitočet 3,355 GHz. Porovnání přizpůsobení filtru vyznívá ve prospěch mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS, jenž dosahuje hodnoty $-18,13$ dB oproti $-10,65$ dB, které byly odečteny z průběhu simulací u filtru s paralelními pahýly a DGS. Mikropásková fraktální dolní propust na DGS vykazuje menší zvlnění v propustném pásmu $-0,146$ dB, oproti $-0,423$ dB v případě filtru s pa-

ralelními pahýly a DGS. Šířka pásma s přenosem pod hodnotou -20 dB se u filtru s PP a DGS rovna $7,265$ GHz a u mikropáskové fraktální DP na DGS $7,644$ GHz. Ostatní konfrontace vyznívají ve prospěch filtru s PP a DGS. Konkrétně odečtená hodnota sklonu přenosové charakteristiky u filtru s paralelními pahýly a DGS činí $43,685$ dB/GHz versus $15,230$ dB/GHz u mikropáskové fraktální DP na DGS. Šířka pásma s přenosem pod -40 dB je u filtru s PP a DGS $4,276$ GHz a u mikropáskové fraktální DP na DGS jen $1,402$ GHz. Maximální potlačení v zádržném pásmu činí $68,54$ dB v případě filtru s PP a DGS a pouze $47,93$ dB u mikropáskové fraktální DP na DGS.

Jak je z obr. 44 patrné, hlavní výhodou filtru s PP a DGS vůči mikropáskové fraktální DP na DGS je výrazně větší potlačení v zádržném pásmu a strmější přechod mezi propustným a zádržným pásmem za současného dodržení podobných rozměrů substrátu, kterých je potřeba pro mikropáskový fraktální filtr na DGS. K výrobě filtru s PP a DGS je zapotřebí substrát o rozměrech 5×3 cm a mikropásková fraktální dolní propust na DGS potřebuje substrát rozměrů $4,4 \times 3$ cm.

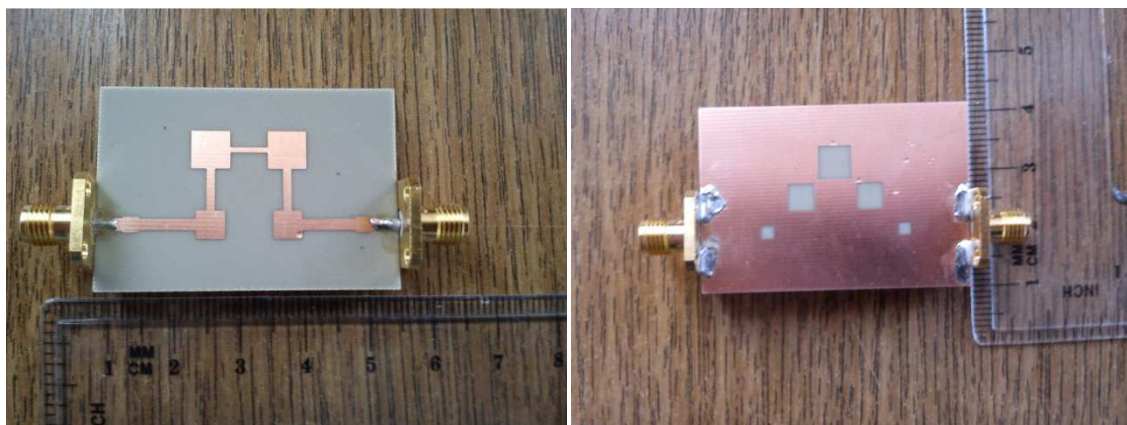
Tab. 15 Rozměry parametrů mikropáskové fraktální DP na DGS s SMA konektory

Parametr	Rozměr [mm]	Parametr	Rozměr [mm]
a	5,57	e₂	4,07
a₁	5,57	e₃	2,17
a₂	4,46	w	1,72
a₃	2,17	w₁	1,53
d	11,14	w₂	1,08
e₁	5,57	w₃	0,64



Obr. 44 Charakteristiky filtru s paralelními pahýly a DGS s SMA vs. mikropásková fraktální DP na DGS s SMA

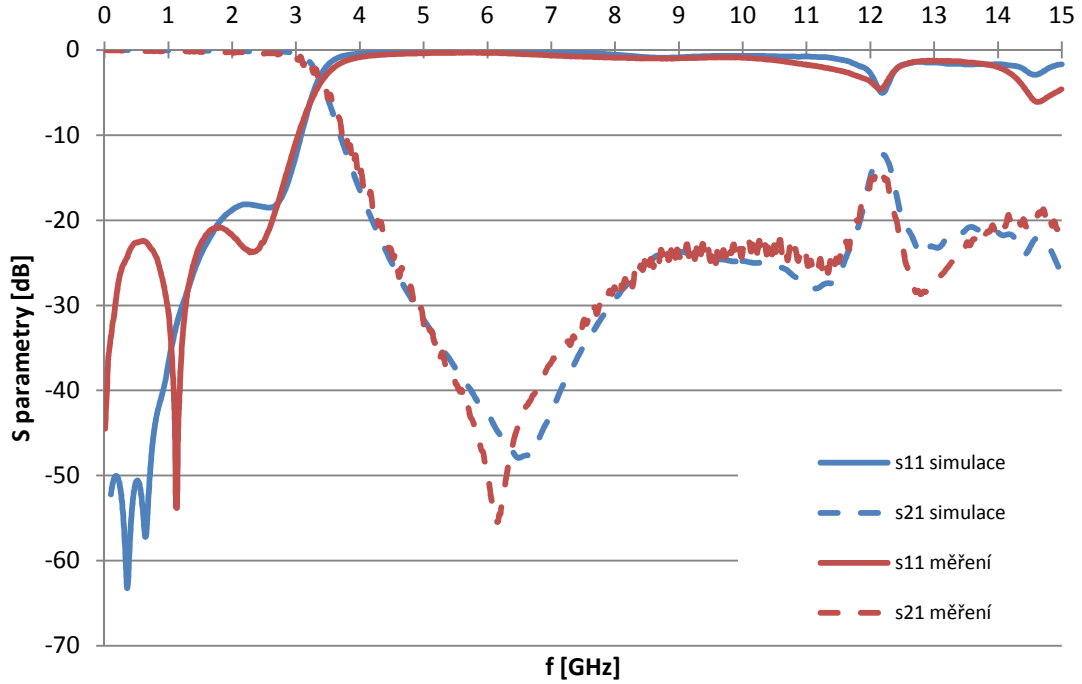
Přepočtený a optimalizovaný filtr na kmitočet 3,355 GHz byl vyroben, naměřen a porovnán se simulovanými průběhy. Realizovaný filtr je uveden na obr. 45 a jeho konfrontace se simulovanými hodnotami na obr. 46. Podrobné srovnání simulací a měření je uvedeno v tab. 16.



Obr. 45 Realizovaný mikropáskový fraktální filtr na DGS

Tab. 16 Porovnání simulovaných a naměřených hodnot mikropáskové fraktální DP na DGS

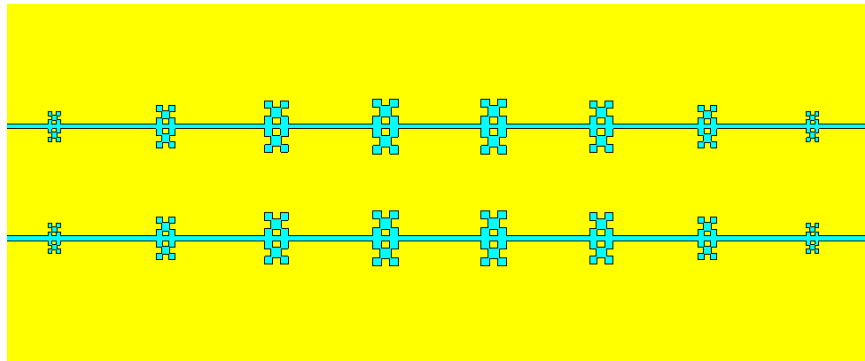
	Simulace	Měření
Max. S_{11} [dB]	-18,130	-20,86
Vložné ztráty [dB]	0,146	0,290
Pokles o 3 dB [GHz]	3,355	3,340
Sklon S_{21} [dB/GHz]	15,230	17,840
Přenos pod -20 dB [GHz]	7,644	7,500
Přenos pod -40 dB [GHz]	1,402	1,170
Max. potlačení S_{21} [dB]	47,930	55,450
Potlačení na kmitočtu [GHz]	6,490	6,150



Obr. 46 Simulované a naměřené průběhy přenosu a odrazu mikropáskové fraktální DP na DGS

5.3 Přepočet koplanárního fraktálního filtru na DGS na Arlon 25N

Pro přepočet koplanárního fraktálního filtru na DGS na substrát Arlon 25N (viz obr. 47) bude opět nejdříve nutné vypočítat efektivní permitivitu ϵ_{eff} pro hodnoty uvedené v [4] (relativní permitivita $\epsilon_r = 11,9$, výška substrátu $h = 675 \mu\text{m}$, šířka pásku $w = 2 \text{ mm}$ a mezera mezi páskem a zemí $w_l = 270 \mu\text{m}$) podle vztahů uvedených v kapitole 2.2 převzatých z [8].



Obr. 47 Koplanární fraktální filtr na substrátu Arlon 25N

Dosažením výše uvedených hodnot do rovnice (3) získáme moduly k_s a k_{se}

$$k_s = \frac{w}{w + 2 \cdot w_l} = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 270 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{0,787}},$$

$$k_{se} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot w}{h}\right)}{\sinh\left[\frac{\pi}{4 \cdot h} \cdot (w + 2 \cdot w_1)\right]} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot 2 \cdot 10^{-3}}{675 \cdot 10^{-6}}\right)}{\sinh\left[\frac{\pi}{4 \cdot 675 \cdot 10^{-6}} \cdot (2 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 270 \cdot 10^{-6})\right]} = \underline{\underline{0,530}}.$$

Z obdržených hodnot modulů k_s a k_{se} můžeme dosazením do rovnice (4) vypočítat doplňkové moduly k_s' a k_{se}'

$$k_s' = \sqrt{1 - k_s^2} = \sqrt{1 - 0,787^2} = \underline{\underline{0,616}}, \quad k_{se}' = \sqrt{1 - k_{se}^2} = \sqrt{1 - 0,530^2} = \underline{\underline{0,848}}.$$

K určení úplných eliptických integrálů prvního druhu je nutné pomocí Landenovy metody vypočítat φ_0 až φ_4 pro oba moduly k_s a k_{se} a oba doplňkové moduly k_s' a k_{se}' (níže uvedené výpočty úhlů jsou pouze pro modul k_s) podle rovnice (5)

$$\varphi_{0ks} = \arcsin(k_s) = \arcsin(0,787) = \underline{\underline{0,907}},$$

$$\varphi_{1ks} = \arcsin\left(\operatorname{tg}^2\left(\frac{\varphi_{0ks}}{2}\right)\right) = \arcsin\left(\operatorname{tg}^2\left(\frac{0,907}{2}\right)\right) = \underline{\underline{0,240}},$$

$$\varphi_{2ks} = \arcsin\left(\operatorname{tg}^2\left(\frac{\varphi_{1ks}}{2}\right)\right) = \arcsin\left(\operatorname{tg}^2\left(\frac{0,240}{2}\right)\right) = \underline{\underline{0,015}},$$

$$\varphi_{3ks} = \arcsin\left(\operatorname{tg}^2\left(\frac{\varphi_{2ks}}{2}\right)\right) = \arcsin\left(\operatorname{tg}^2\left(\frac{0,015}{2}\right)\right) = \underline{\underline{5,247 \cdot 10^{-5}}},$$

$$\varphi_{4ks} = \arcsin\left(\operatorname{tg}^2\left(\frac{\varphi_{3ks}}{2}\right)\right) = \arcsin\left(\operatorname{tg}^2\left(\frac{5,247 \cdot 10^{-5}}{2}\right)\right) = \underline{\underline{6,884 \cdot 10^{-10}}}.$$

Z vypočtených úhlů můžeme nyní určit úplné eliptické integrály $K(k_s)$ a $K(k_{se})$ pro oba moduly k_s a k_{se} a $K(k_s')$ a $K(k_{se}')$ pro oba doplňkové moduly k_s' a k_{se}' podle rovnice (6)

$$\begin{aligned} K(k_s) &= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(\varphi_{1ks}) \cdot \cos(\varphi_{2ks}) \cdot \cos(\varphi_{3ks}) \cdot \cos(\varphi_{4ks})}{\cos(\varphi_{0ks})}} = \\ &= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(0,240) \cdot \cos(0,015) \cdot \cos(5,247 \cdot 10^{-5}) \cdot \cos(6,884 \cdot 10^{-10})}{\cos(0,907)}} = \underline{\underline{1,972}}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K(k_{se}) &= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(\varphi_{1kse}) \cdot \cos(\varphi_{2kse}) \cdot \cos(\varphi_{3kse}) \cdot \cos(\varphi_{4kse})}{\cos(\varphi_{0kse})}} = \\ &= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(0,082) \cdot \cos(0,002) \cdot \cos(7,181 \cdot 10^{-7}) \cdot \cos(1,289 \cdot 10^{-13})}{\cos(0,558)}} = \underline{\underline{1,703}}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} K(k_s') &= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(\varphi_{1ks'}) \cdot \cos(\varphi_{2ks'}) \cdot \cos(\varphi_{3ks'}) \cdot \cos(\varphi_{4ks'})}{\cos(\varphi_{0ks'})}} = \\ &= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(0,119) \cdot \cos(0,004) \cdot \cos(3,172 \cdot 10^{-6}) \cdot \cos(2,516 \cdot 10^{-12})}{\cos(0,664)}} = \underline{\underline{1,764}}, \end{aligned}$$

$$K(k_{se'}) = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(\varphi_{1kse'}) \cdot \cos(\varphi_{2kse'}) \cdot \cos(\varphi_{3kse'}) \cdot \cos(\varphi_{4kse'})}{\cos(\varphi_{0kse'})}} =$$

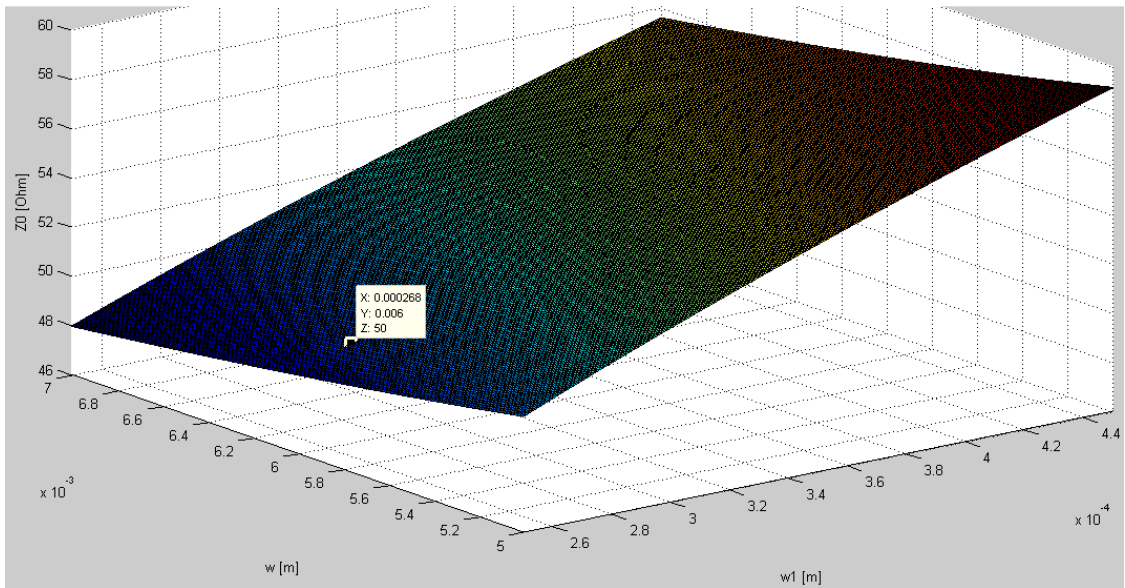
$$= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(0,312) \cdot \cos(0,025) \cdot \cos(1,538 \cdot 10^{-4}) \cdot \cos(5,912 \cdot 10^{-9})}{\cos(1,012)}} = \underline{\underline{2,105}}$$

Jakmile máme spočítané všechny úplné eliptické integrály, můžeme podle vztahu (7) určit efektivní permitivitu ε_{efr} , vlnovou délku $\lambda = 2d$, kde d je 3564 μm a vypočítat frekvenci uvažovanou při návrhu v [4],

$$\varepsilon_{efr} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{K(k_s)}{K(k_{se'})} = 1 + \frac{11,9 - 1}{2} \cdot \frac{1,764}{1,972} \cdot \frac{1,703}{2,105} = \underline{\underline{4,944}},$$

$$f = \frac{c}{\lambda \cdot \sqrt{\varepsilon_{efr}}} = \frac{c}{2 \cdot d \cdot \sqrt{\varepsilon_{efr}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3564 \cdot 10^{-6} \cdot \sqrt{4,944}} = \underline{\underline{18,928 [GHz]}}.$$

Iteračním procesem s ohledem na realizovatelnost koplanárního vlnovodu jsme pomocí programu MATLAB určili (s využitím vztahů výše) šířku pásku $w = 6 \text{ mm}$ a mezeru mezi páskem a zeměmi $w_1 = 268 \mu\text{m}$ odpovídající charakteristické impedanci 50 Ω pro materiál Arlon 25N s relativní permitivitou $\varepsilon_r = 3,38$ a výškou substrátu $h = 0,762 \text{ mm}$ (viz obr. 48).



Obr. 48 Závislost charakteristické impedance koplanárního vlnovodu na rozměrech w a w_1

Pro určení efektivní permitivity ε_{efr} je nutné vypočítat moduly k_s a k_{se} podle vztahu (3)

$$k_s = \frac{w}{w + 2 \cdot w_1} = \frac{6 \cdot 10^{-3}}{6 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 268 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{0,918}},$$

$$k_{se} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot w}{h}\right)}{\sinh\left[\frac{\pi}{4 \cdot h} \cdot (w + 2 \cdot w_1)\right]} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi \cdot 6 \cdot 10^{-3}}{762 \cdot 10^{-6}}\right)}{\sinh\left[\frac{\pi}{4 \cdot 762 \cdot 10^{-6}} \cdot (6 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 268 \cdot 10^{-6})\right]} = \underline{\underline{0,576}}.$$

Z obdržených hodnot modulů k_s a k_{se} můžeme dosazením do rovnice (4) vypočítat doplňkové moduly k_s' a k_{se}'

$$k_s' = \sqrt{1 - k_s^2} = \sqrt{1 - 0,918^2} = \underline{\underline{0,397}}, \quad k_{se}' = \sqrt{1 - k_{se}^2} = \sqrt{1 - 0,576^2} = \underline{\underline{0,818}}.$$

K určení úplných eliptických integrálů prvního druhu je nutné pomocí Landenovy metody vypočítat φ_0 až φ_4 pro oba moduly k_s a k_{se} a oba doplňkové moduly k_s' a k_{se}' (níže uvedené výpočty úhlů jsou pouze pro modul k_s) podle rovnice (5)

$$\varphi_{0ks} = \arcsin(k_s) = \arcsin(0,918) = \underline{\underline{1,163}},$$

$$\varphi_{1ks} = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{\varphi_{0ks}}{2}\right)\right) = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{1,163}{2}\right)\right) = \underline{\underline{0,447}},$$

$$\varphi_{2ks} = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{\varphi_{1ks}}{2}\right)\right) = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{0,447}{2}\right)\right) = \underline{\underline{0,052}},$$

$$\varphi_{3ks} = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{\varphi_{2ks}}{2}\right)\right) = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{0,052}{2}\right)\right) = \underline{\underline{6,667 \cdot 10^{-4}}},$$

$$\varphi_{4ks} = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{\varphi_{3ks}}{2}\right)\right) = \arcsin\left(tg^2\left(\frac{6,667 \cdot 10^{-4}}{2}\right)\right) = \underline{\underline{1,111 \cdot 10^{-7}}}.$$

Z vypočtených úhlů můžeme nyní určit úplné eliptické integrály $K(k_s)$ a $K(k_{se})$ pro oba moduly k_s a k_{se} a $K(k_s')$ a $K(k_{se}')$ pro oba doplňkové moduly k_s' a k_{se}' podle rovnice (6)

$$K(k_s) = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(\varphi_{1ks}) \cdot \cos(\varphi_{2ks}) \cdot \cos(\varphi_{3ks}) \cdot \cos(\varphi_{4ks})}{\cos(\varphi_{0ks})}} =$$

$$= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(0,447) \cdot \cos(0,052) \cdot \cos(6,667 \cdot 10^{-4}) \cdot \cos(1,111 \cdot 10^{-7})}{\cos(1,163)}} = \underline{\underline{2,367}},$$

$$K(k_{se}) = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(\varphi_{1kse}) \cdot \cos(\varphi_{2kse}) \cdot \cos(\varphi_{3kse}) \cdot \cos(\varphi_{4kse})}{\cos(\varphi_{0kse})}} =$$

$$= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(0,100) \cdot \cos(0,003) \cdot \cos(1,594 \cdot 10^{-6}) \cdot \cos(6,350 \cdot 10^{-13})}{\cos(0,613)}} = \underline{\underline{1,733}},$$

$$K(k_s') = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(\varphi_{1ks'}) \cdot \cos(\varphi_{2ks'}) \cdot \cos(\varphi_{3ks'}) \cdot \cos(\varphi_{4ks'})}{\cos(\varphi_{0ks'})}} =$$

$$= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(0,043) \cdot \cos(4,575 \cdot 10^{-4}) \cdot \cos(5,232 \cdot 10^{-8}) \cdot \cos(6,843 \cdot 10^{-16})}{\cos(0,408)}} = \underline{\underline{1,639}},$$

$$K(k_{se}') = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(\varphi_{1kse'}) \cdot \cos(\varphi_{2kse'}) \cdot \cos(\varphi_{3kse'}) \cdot \cos(\varphi_{4kse'})}{\cos(\varphi_{0kse'})}} =$$

$$= \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{\frac{\cos(0,273) \cdot \cos(0,019) \cdot \cos(8,871 \cdot 10^{-5}) \cdot \cos(1,968 \cdot 10^{-9})}{\cos(0,958)}} = \underline{\underline{2,032}}.$$

Jakmile máme spočítané všechny úplné eliptické integrály, můžeme podle vztahu (7) určit efektivní permitivitu ε_{efr} a ověřit správnost charakteristické impedance podle vztahu (8),

$$\varepsilon_{efr} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{K(k_{s'})}{K(k_s)} \cdot \frac{K(k_{se})}{K(k_{se'})} = 1 + \frac{3,38 - 1}{2} \cdot \frac{1,639}{2,367} \cdot \frac{1,733}{2,032} = \underline{\underline{1,703}},$$

$$Z_0 = \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_{efr}}} \cdot \frac{K(k_{s'})}{K(k_s)} = \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{1,703}} \cdot \frac{1,639}{2,367} = \underline{\underline{50,004[\Omega]}}.$$

Nyní můžeme podle vztahu (15) určit vlnovou délku λ a periodu opakování d pro vypočtenou frekvenci $f = 18,928$ GHz a efektivní permitivitu $\varepsilon_{efr} = 1,703$ a velikost strany čtverce x_0 . Podle Kaiserových polynomů y_0, y_1, y_2 a y_3 uvedených v [4] určit rozměry zbývajících čtverců x_1, x_2 a x_3 (viz tab. 17)

$$f = \frac{c}{\lambda \cdot \sqrt{\varepsilon_{efr}}} \Rightarrow \lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_{efr}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{18,928 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{1,703}} = \underline{\underline{12,145[mm]}},$$

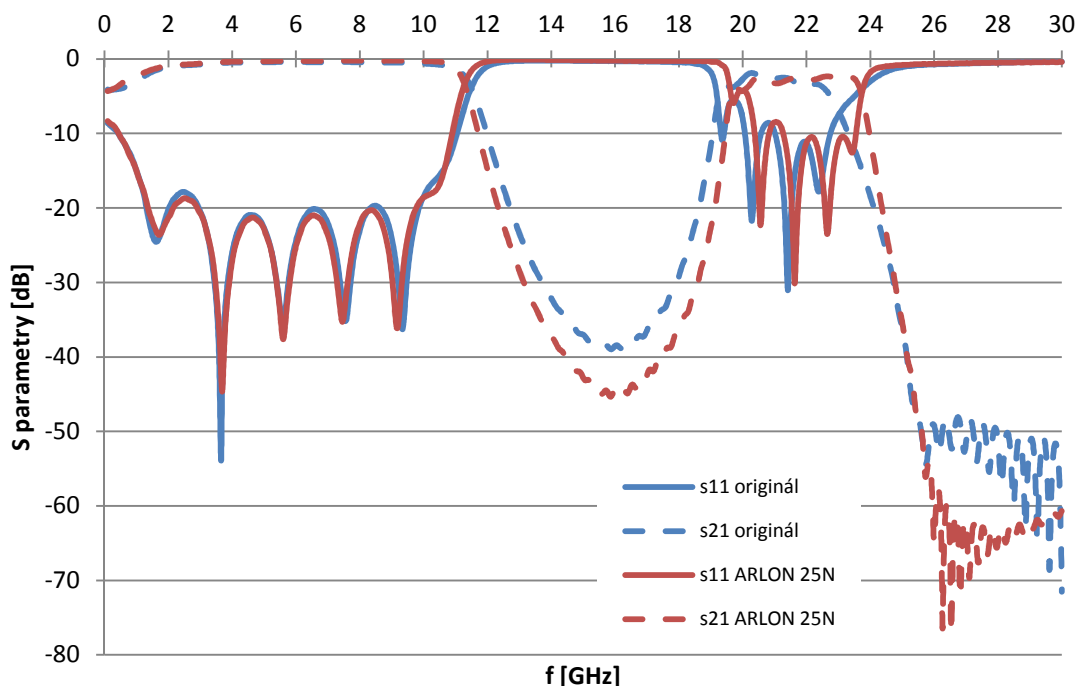
$$d = \frac{\lambda}{2} = \frac{12,145 \cdot 10^{-3}}{2} = \underline{\underline{6,073[mm]}}$$

$$\frac{x_0}{\lambda} = \frac{x_{0ARLON}}{\lambda_{ARLON}} \Rightarrow x_{0ARLON} = \lambda_{ARLON} \cdot \frac{x_0}{2 \cdot d} = 12,145 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{830 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 3564 \cdot 10^{-6}} = \underline{\underline{1,414[mm]}}.$$

Tab. 17 Rozměry parametrů přepočítaného koplanárního fraktálního filtru na DGS

Kaiserovy polynomy		Rozměry čtverců [mm]	
y_0	1,000	x_0	1,414
y_1	0,930	x_1	1,315
y_2	0,750	x_2	1,061
y_3	0,500	x_3	0,707

Z průběhů uvedených na obr. 49 je evidentní, že přepočítaný filtr na substrát Arlon 25N má ve všech ohledech lepší vlastnosti než výsledky ověřovaného filtru v programu CST Microwave Studio. Konkrétně nejhorší přizpůsobení v propustném pásmu u filtru na Arlonu 25N představuje $-18,68$ dB versus $-17,42$ dB u ověřovaného filtru. Sklon přenosové charakteristiky mezi pásmem propustným a zádržným stoupl z dřívějších $13,22$ dB/GHz na současných $13,61$ dB/GHz. Výrazné zlepšení představuje maximální potlačení v zádržném pásmu, které stoupl o $8,26$ dB z původních $37,08$ dB na stávajících $45,34$ dB a šířka pásma s přenosem pod úrovní -20 dB, jenž byla zlepšena o $1,16$ GHz z originálních $5,597$ GHz na nyníšších $6,757$ GHz.



Obr. 49 Porovnání průběhů originálního koplanárního filtru s filtrem přepočítaným na Arlon

5.4 Srovnání koplanárního fraktálního filtru na DGS s filtrem s paralelními pahýly a DGS

V kapitole výše jsme koplanární fraktální filtr na DGS přepočítali na substrát Arlon 25N, simulovali a obdržené výsledky přenosu a odrazu konfrontovali s průběhy ověřovaného filtru uvedeného v [4]. Z charakteristik uvedených na obr. 49 je zřejmé, že přepočítaný filtr na Arlon 25N má ve všech ohledech lepší vlastnosti než filtr z [4].

Nyní přepočítáme koplanární fraktální filtr na DGS navržený pro substrát Arlon 25N z mezního kmitočtu 11,41 GHz na mezní frekvenci filtru s paralelními pahýly a DGS, která činí 3,43 GHz. K přepočtu využijeme vztahu (17), kde nyní f_1 představuje mezní kmitočet koplanárního fraktálního filtru na DGS, f_2 mezní frekvenci filtru s paralelními pahýly a DGS, x_1 rozměr daného segmentu u koplanárního fraktálního filtru na DGS a x_2 rozměr přepočítaného segmentu pro filtr s paralelními pahýly a DGS.

Hodnoty z tab. 17 (Rozměry parametrů přepočítaného koplanárního fraktálního filtru na DGS) jsme podle vztahu (17) přepočítali na mezní kmitočet 3,43 GHz. Nově získané parametry koplanárního fraktálního filtru na DGS na frekvenci 3,43 GHz jsou uvedeny v tab. 18.

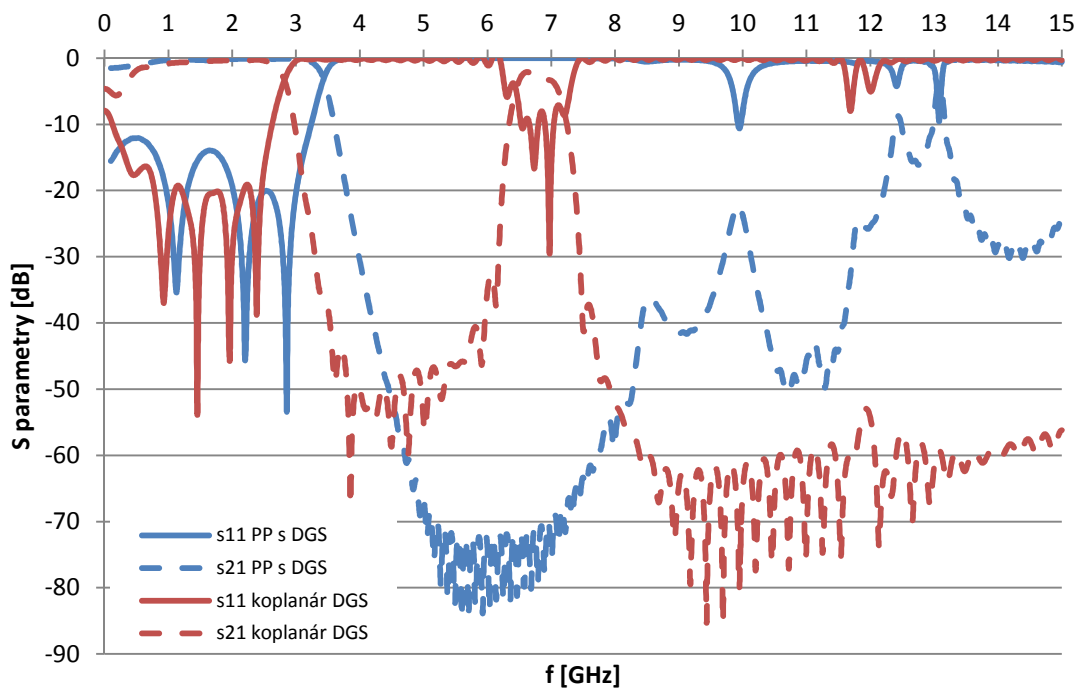
Tab. 18 Rozměry koplanárního fraktálního filtru na DGS na kmitočtu 3,43 GHz

Rozměry parametrů [mm]			
d	20,202	x_2	3,529
x_0	4,704	x_3	2,352
x_1	4,374		

Vzhledem k tomu, že velikost strany základního čtverce na tomto kmitočtu činí 4,704 mm a šířka signálové části koplanárního vlnovodu vypočítaná v předešlé kapitole

je rovna 6 mm, je zřejmé, že aby se do signálového vedení vměstnali dva čtverce s mezerou mezi sebou, je zapotřebí střední část rozšířit minimálně na 10 mm. Shodným iteračním postupem, který byl využit v kapitole 5.3, vypočítáme mezeru mezi střední částí a zemí koplanárního vlnovodu za podmínky dodržení $50\ \Omega$ charakteristické impedance.

Pro charakteristickou impedanci $50\ \Omega$ a šířku signálové části byla vypočtena mezeru mezi střední částí a zemí koplanárního vlnovodu $w_I = 0,38$ mm. Porovnání koplanárního fraktálního filtru na DGS (s výše uvedenou mezerou, šířkou prostředního dílu a rozměry podle tab. 18) s průběhy filtru s paralelními pahýly a DGS je znázorněno na obr. 50.



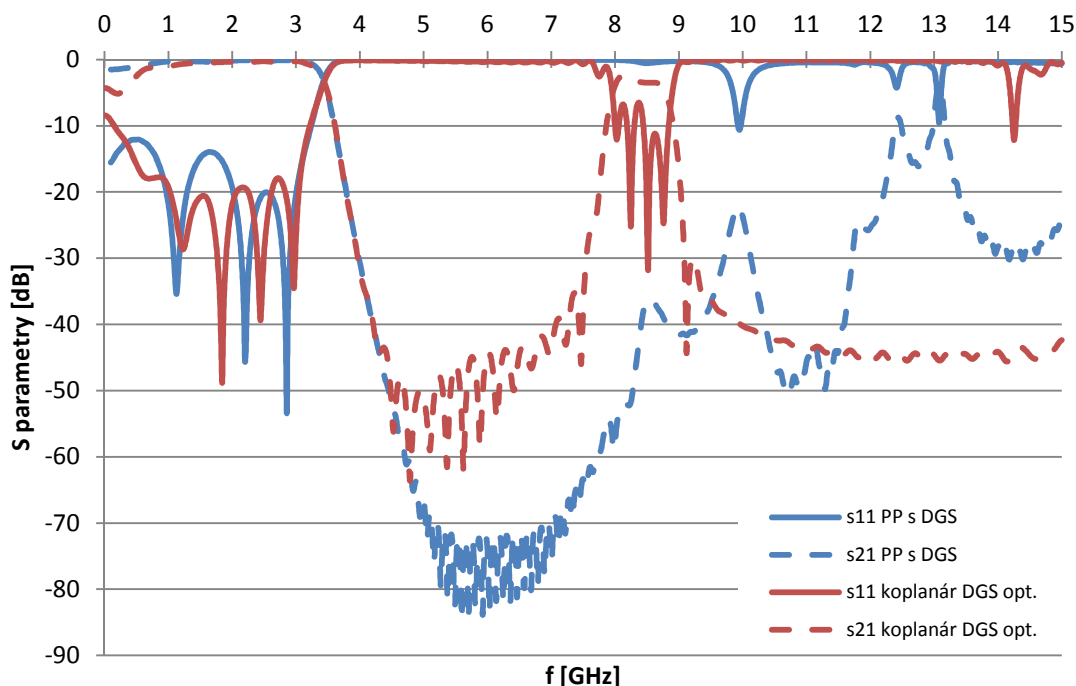
Obr. 50 Srovnání filtru s PP a DGS s přepočítaným koplanárním fraktálním filtrem na DGS

Z obr. 50 je jasné, že vztah (17) slouží jen pro hrubé přepočítání filtru. Od požadovaného kmitočtu je přepočítaný fraktální filtr odchýlen přibližně o 600 MHz. Proto bude filtr dále optimalizován za účelem doladění na mezní kmitočty 3,43 GHz. Při optimalizaci se také pokusíme o co možná největší zúžení střední části koplanárního vlnovodu, aby bylo možné k němu snadno připájet SMA konektory, protože s výše uvedenou šířkou střední části a mezery zbývá na zapájení stínění SMA konektoru k zemním částem pouze necelý 1 mm.

Rozměry optimalizovaného filtru jsou uvedeny v tab. 19 a konfrontace tohoto filtru s filtrem s paralelními pahýly a DGS je na obr. 51. Z průběhů přenosu je vidno, že oba filtry jsou naladěny na mezní kmitočty 3,43 GHz a charakteristiky mají sklon mezi propustným a zádržným pásmem přibližně 48 dB/GHz. Výrazně lepších parametrů dosahuje filtr s PP a DGS v potlačení v zádržném pásmu, jenž je přibližně 76 dB oproti 54 dB u koplanárního fraktálního filtru na DGS. Na druhou stranu, přizpůsobení filtru s PP a DGS je pouze -12 dB a koplanární filtr na DGS má přizpůsobení -18 dB.

Tab. 19 Rozměry optimalizovaného koplanárního fraktálního filtru na DGS; kmitočet 3,43 GHz

Rozměry parametrů [mm]			
d	16,160	x_3	2,000
x_0	4,000	w	9,000
x_1	3,720	w_1	0,320
x_2	3,000		



Obr. 51 Srovnání filtru s PP a DGS s optimalizovaným koplanárním fraktálním filtrem na DGS

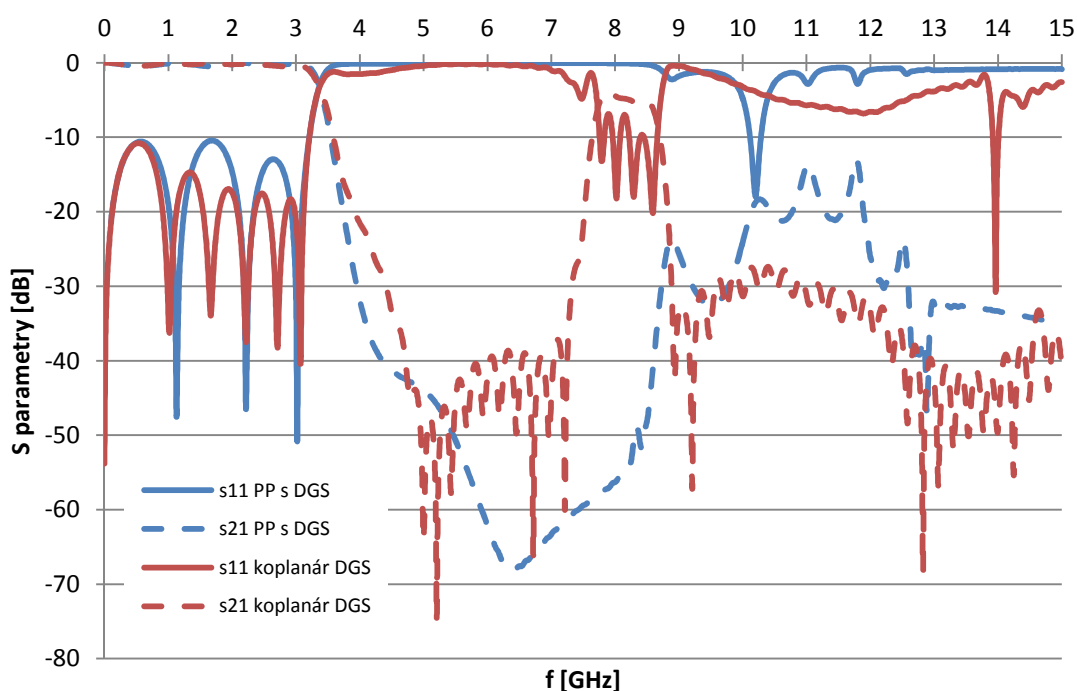
Před připojením SMA konektorů ke koplanárnímu fraktálnímu filtru na DGS bylo potřeba vyřešit další úskalí. Problém spočívá v šířce střední části koplanárního vlnovodu (9 mm), která je více než dvojnásobně širší než vnější průměr dielektrika SMA konektoru (4,2 mm), a proto dochází ke zkratu. Řešení se nabízí hned několik. Prvním z nich je přechod koplanárního vlnovodu na koplanární vlnovod s užší střední částí. Druhou možností je přechod koplanárního vlnovodu na mikropáskovou strukturu a třetí řešení spočívá v pozvolném zúžení začátku a konce střední části koplanárního vlnovodu. Vzhledem k tomu, že pomocí fraktálních motivů se snažíme rozměry minimalizovat, nepřichází první dvě řešení v úvahu, protože pro samotný přechod je zapotřebí další plocha substrátu navíc. U začátku a konce koplanárního vlnovodu se proto pokusíme optimalizovat pozvolné zúžení s cílem pokud možno minimálně ovlivnit charakteristiky přenosu a odrazu. Při optimalizaci budou měněny parametry vzdálenost začátku zúžení od středu signálové části m a hloubka zapaštění do střední části koplanárního vlnovodu r .

Optimalizované parametry koplanárního fraktálního filtru na DGS se zúžením a SMA konektory jsou uvedeny v tab. 20 a porovnání s filtrem s PP a DGS a SMA konektory je uvedeno na obr. 52. Ze srovnání charakteristik je jasné, že oba filtry jsou opět naladěny na mezní kmitočet 3,355 GHz a že koplanární fraktální filtr na DGS se

v žádném ohledu nevyrovnává parametrům filtru s paralelními pahýly s DGS. Konkrétně, filtr s PP a DGS vykazuje nejhorší zvlnění v propustném pásmu 0,423 dB vůči 0,540 dB u filtru koplanárního. Obdobně v porovnání šířek pásma s přenosem pod -20 dB je filtr s PP a DGS lepší o 3,669 GHz a s přenosem pod -40 dB je lepší o 2,590 GHz. Přenosová charakteristika je u filtru s paralelními pahýly a DGS strmější o 23,216 dB/GHz a maximální potlačení v zádržném pásmu má lepší o 22,320 dB oproti koplanárnímu fraktálnímu filtru na DGS.

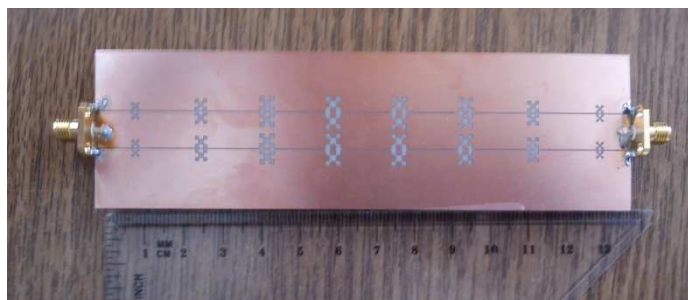
Tab. 20 Rozměry koplanárního fraktálního filtru na DGS s SMA konektory a zúžením; 3,43 GHz

Rozměry parametrů [mm]			
d	16,700	w	9,000
x_0	4,000	w_1	0,320
x_1	3,720	m	1,000
x_2	3,000	r	1,000
x_3	2,000		



Obr. 52 Charakteristiky filtru s paralelními pahýly a DGS s SMA vs. koplanární fraktální filtr na DGS s SMA konektory

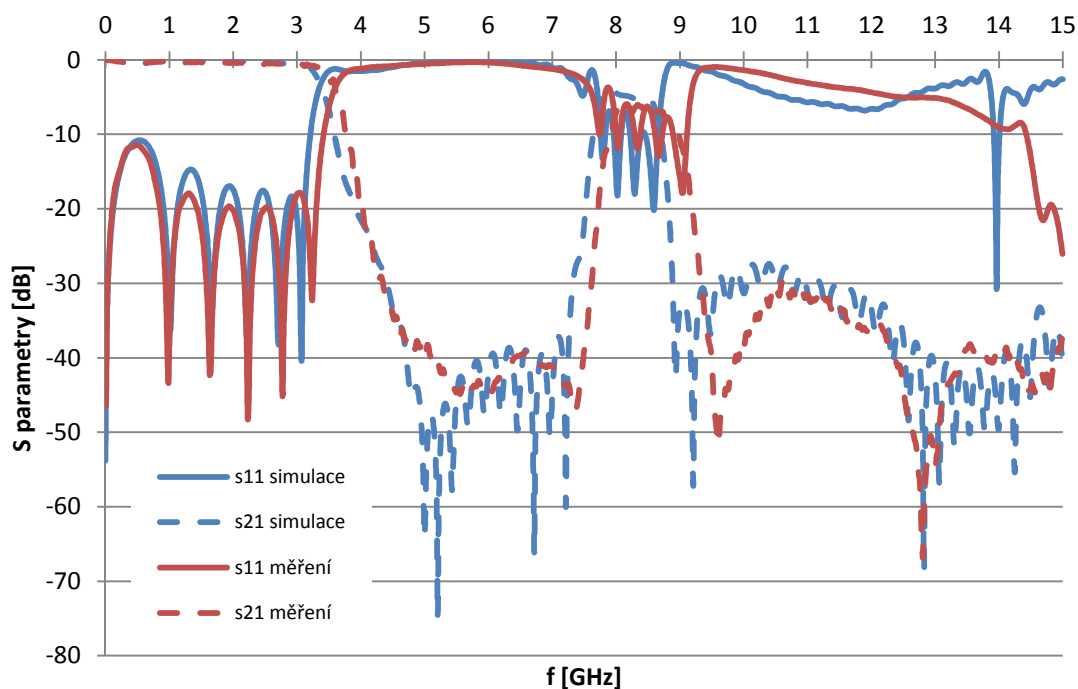
Přepočtený a optimalizovaný filtr na kmitočet 3,355 GHz byl vyroben, naměřen a porovnán se simulovanými průběhy. Realizovaný filtr je uveden na obr. 53 a jeho konfrontace se simulovanými hodnotami je na obr. 54. Podrobné srovnání simulací a měření je uvedeno v tab. 21.



Obr. 53 Realizovaný koplanární fraktální filtr na DGS

Tab. 21 Porovnání simulovaných a naměřených hodnot koplanárního fraktálního filtru na DGS

	Simulace	Měření
Max. S_{11} [dB]	-10,780	-11,440
Vložné ztráty [dB]	0,540	0,460
Pokles o 3 dB [GHz]	3,355	3,590
Sklon S_{21} [dB/GHz]	26,762	19,990
Přenos pod -20 dB [GHz]	3,596	3,700
Přenos pod -40 dB [GHz]	2,520	2,300
Max. potlačení S_{21} [dB]	47,620	45,010
Potlačení na kmitočtu [GHz]	5,100	5,640



Obr. 54 Simulované a naměřené průběhy S_{11} a S_{21} koplanárního fraktálního filtru na DGS

Závěr

Cílem diplomové práce bylo v literatuře prostudovat planární filtry kombinující fraktální motivy s porušenou zemní plochou. Vybrané filtry z literatury jsem měl ověřit simulací, vytvořit k nim konvenční ekvivalenty, ty posléze ověřit simulací a porovnat s průběhy simulací ověřovaných filtrů. Nakonec jsem měl filtry uvedené v literatuře přepočítat na zadaný substrát (Arlon 25N), vyrobit a naměřit charakteristiky přenosu a odrazu.

Ověřování vlastností mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS i koplanárního fraktálního filtru typu DP na DGS proběhlo v programech CST Microwave Studio (využívá metody konečných diferencí) a v prostředí Ansoft HFSS (pracující s metodou konečných prvků). Při ověřování, kterému je věnována druhá kapitola, jsem došel k závěru, že výsledky z obou programů jsou si velmi podobné (viz část „Shrnutí druhé kapitoly“) a shodují se s průběhy publikovanými v literatuře (pouze jsou frekvenčně mírně posunuty). Na tomto základě jsem se rozhodl budoucí návrhy a simulace uskutečnit pouze v prostředí CST Microwave Studio.

Třetí kapitolu jsem věnoval nad rámec zadání diplomové práce konfrontaci $50\ \Omega$ mikropáskového vedení nad odlišně narušenou zemní plochou. Při porovnávání jsem bral v úvahu narušení zemní plochy trojicí čtverců a trojicí motivů písmene „I“ (dva čtverce spojené úzkou šterbinou). Dalším krokem porovnání bylo doplnění základních tvarů o fraktály (Minkowského ostrov) a následné postupné zmenšování trojice motivů podle funkce $e^{(1/n)}$. V této části diplomové práce jsem zjistil, že nejlepších výsledků dosahuje postupně zmenšující se DGS tvaru písmene „I“ (viz „Shrnutí třetí a čtvrté kapitoly“).

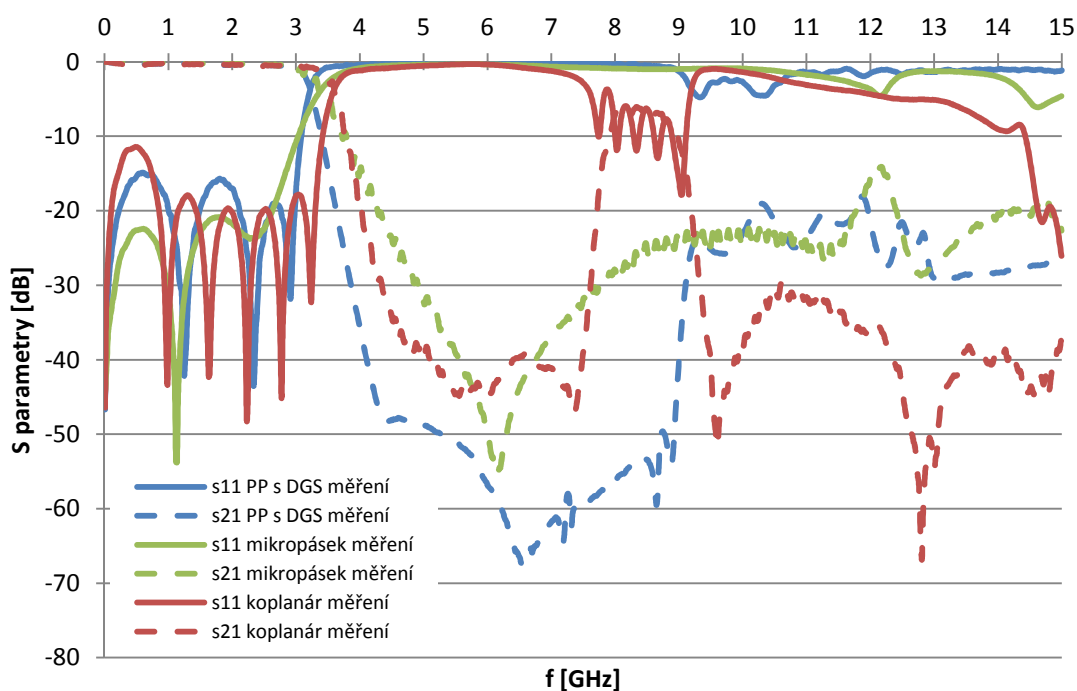
Ve čtvrté kapitole jsem pomocí programu Ansoft Designer navrhl konvenční ekvivalenty filtrů s paralelními pahýly k mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS a ke koplanárnímu fraktálnímu filtru na DGS. Aby navržené konvenční ekvivalenty měly shodné nebo lepší parametry než ověřované filtry, bylo zapotřebí k mikropáskové fraktální dolní propusti na DGS navrhnout ekvivalentní filtr 11. řádu a ke koplanárnímu fraktálnímu filtru na DGS konvenční filtr 15. řádu. Dále jsem ve čtvrté části nad rámec zadání diplomové práce sloučil konvenční filtr s paralelními pahýly 11. řádu se zemní plochou narušenou šesticí postupně se zmenšujících fraktálních DGS tvaru písmene „I“. Nově navržený filtr jsem vyrobil, naměřil a konfrontoval s konvenčním filtrem 11. řádu. Realizovaný filtr s paralelními pahýly a DGS přináší vyšší potlačení v zádržném pásmu a hlavně 22,43% úsporu potřebného substrátu oproti konvenčnímu filtru 11. řádu.

Poslední kapitolu jsem věnoval přepočtu ověřovaných filtrů na materiál Arlon 25N. Přepočet jsem rozdělil do dvou částí. Nejprve jsem daný filtr přepočítal na substrát Arlon 25N za současného zachování mezního kmitočtu původního filtru. Následně jsem přepočítal filtry z prvotního mezního kmitočtu na mezní frekvenci filtru s paralelními pahýly a DGS (3,43 GHz). Filtry jsem optimalizoval, vyrobil, naměřil a konfrontoval s naměřenými parametry filtru s paralelními pahýly a DGS. Z porovnání všech realizovaných filtrů vyplynulo, že nejlepších hodnot v potlačení v zádržném pásmu a největší strmosti přenosové charakteristiky za současných minimálních rozměrů dosahuje nově navržený filtr s paralelními pahýly a DGS. Mikropásková fraktální dolní propust na DGS sice potřebuje k realizaci nejmenší rozměry substrátu, ale zdaleka nedosahuje parametrů filtru s PP a DGS, až na přizpůsobení, v němž je nejlepší ze všech. Koplanární fraktální filtr na DGS vyšel ze vzájemné konfrontace filtrů nejhůře. Jeho rozměry 135 x 40 mm převyšují velikost nejmenšího filtru více než tři krát a ani v ostatních

parametrech nepřevyšují hodnoty filtru s paralelními pahýly a DGS. Podrobné srovnání měřených filtrů je uvedeno v tab. 22 a průběhy přenosu a odrazu na obr. 55.

Tab. 22 Porovnání naměřených hodnot vyrobených filtrů

	filtr s PP a DGS	mikropásková fraktální DP	koplanární fraktální DP
Max. S_{11} [dB]	-15,060	-20,860	-11,440
Vložné ztráty [dB]	0,439	0,290	0,460
Pokles o 3 dB [GHz]	3,195	3,340	3,590
Sklon S_{21} [dB/GHz]	43,206	17,840	19,990
Přenos pod -20 dB [GHz]	6,558	7,500	3,700
Přenos pod -40 dB [GHz]	4,890	1,170	2,300
Max. potlačení S_{21} [dB]	67,330	55,450	45,010
Potlačení na kmitočtu [GHz]	6,530	6,150	5,640
Rozměry filtru [mm]	50 x 30	44 x 30	135 x 40



Obr. 55 Porovnání charakteristik přenosu a odrazu vyrobených filtrů

Literatura

- [1] CAMPOS, A. L. P. S., DE OLOVEIRA, E. E., DA FONSECA SILVA P. H.: Design of miniaturized frequency selective surfaces using Minkowski island fractal. *Journal of Microwave, Optoelectronic and Electromagnetic Applications*, June 2010, vol. 9, no. 1, p. 43 - 49.
- [2] CHEN, W. L., WANG, G. M., QI, Y. N. Size-reduced fractal-shaped dual planar PBG microstrip low-pass filter. In *Proceedings of the International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory*, Conference publications, 26 - 29 October 2006, p. 1 - 4.
- [3] KARIM, M. F., LIU, A. Q., YU, A., ALPHONES, A. *Micromachined tunable filter using fractal electromagnetic bandgap (EBG) structures*. Elsevier 133, 2007, p. 355 - 362.
- [4] KARIM, M. F., YU, A. B., ALPHONE, A., LIU, A. Q. Fractal CPW EBG filter with nonlinear distribution. In *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference*, Conference publications, 4 - 7 December 2005, 3 p.
- [5] KIM, I. K., KINGSLEY, N., MORTON, M., BAIRAVASUBRAMANIAN, R., PAPAPOLYMEROU, J., TENTZERIS, M. M., YOOK, J. G.: *Fractal shaped microstrip coupled line band pass filters for suppression of 2ND harmonic*, Journals and Magazines, September 2005, vol. 53, no. 9, p. 2943 - 2948.
- [6] KUDLIČKA, M.: *Kochův dipól*. Diplomová práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2003.
- [7] RAIDA, Z.: *Počítačové řešení komunikačních systémů*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006.
- [8] SVAČINA, J.: *Řešení mikrovlnných planárních struktur metodou konformního zobrazení*. Akademické nakladatelství CERM®, s.r.o., Brno 2006.
- [9] ŠEDÝ, M.: *Syntéza struktur s elektromagnetickým zádržným pásmem*. Diplomová práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2009.
- [10] HONG, J. S., LANCASTER, M. J.: *Microstrip filters for RF/microwave applications*. Wiley-Interscience, 2001.
- [11] SINWELL, B.: *The Chebyshev polynomials: Patterns and Derivation*. Mathematic Teacher, August 2004, vol. 98, no. 1, p. 20 - 25.
- [12] VÁGNER, P.: *Mikropáskové filtry s využitím narušené zemní plochy*. Disertační práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2008.
- [13] HANUS, S., SVAČINA, J.: *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.

- [14] AHN, D., PARK, J. S., KIM, Ch. S., KIM, J., QIAN, Y., ITOH, T.:
A design of the low-pass filter using the novel microstrip defected
ground structure. *IEEE Transactions on Microwave Theory and
Techniques*, 2001, vol. 49, no. 1, p. 86 - 93.
- [15] SAFWAR, A. M. E., PODEVIN, F., FERRARI, P., VILCOT, A.:
Tunable bandstop defected ground structure resonator using
reconfigurable dumbbell-shaped coplanar waveguide. *Transactions on
Microwave Theory and Techniques*, 2006, vol. 54, no. 9, p. 3559 - 3564.

Seznam symbolů, veličin a zkratek

c	Rychlost světla
f	Kmitočet
λ	Vlnová délka
h	Výška substrátu
w	Šířka přenosového vedení
w_1	Mezera mezi přenosovým vedením a zemní plochou u CPW
ϵ_r	Relativní permitivita prostředí
ϵ_{efr}	Efektivní permitivita prostředí
Z_0	Charakteristická impedance
Ω	Ohm
GHz	Giga Hertz
dB	Decibel
GHz/dB	Giga Hertz na decibel
S_{11}	Činitel odrazu
S_{21}	Činitel přenosu
CPW	Koplanární vlnovod (Coplanar waveguide)
DGS	Narušená zemní plocha (Defected ground structure)
k_s, k_{se}	Moduly úplného eliptického integrálu
k_s', k_{se}'	Doplňkové moduly úplného eliptického integrálu
φ_{0ks} až φ_{4ks}	Úhly nutné k výpočtu úplného eliptického integrálu
$K(k_s), K(k_{se})$	Úplné eliptické integrály
$K(k_s'), K(k_{se}')$	Úplné eliptické integrály